

Oliver Radler

**Ein Beitrag zur Messung statischer und
dynamischer Eigenschaften von elektro-magneto-
mechanischen Energiewandlern und deren
Komponenten**

Ilmenauer Schriften zur Mechatronik - ISM

Herausgegeben von Prof. Dr.-Ing. Thomas Sattel und
Dr.-Ing. Tom Ströhla
Fachgebiet Mechatronik an der TU Ilmenau

Band 1

**Ein Beitrag zur Messung
statischer und dynamischer
Eigenschaften von
elektro-magneto-mechanischen
Energiewandlern und deren
Komponenten**

Oliver Radler



Universitätsverlag Ilmenau
2011

Impressum

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Angaben sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Diese Arbeit hat der Fakultät für Maschinenbau der Technischen Universität Ilmenau als Dissertation vorgelegen.

Tag der Einreichung: 22. Dezember 2010

1. Gutachter: Dr.-Ing. Tom Ströhl
(Technische Universität Ilmenau)

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. habil. Prof. h.c. Eberhard Kallenbach
(Steinbeis Transferzentrum Mechatronik Ilmenau)

3. Gutachter: Dr. sc. techn. Christian Redemann
(LEVITEC GmbH Hanau)

Tag der Verteidigung: 17. Juni 2011

Technische Universität Ilmenau/Universitätsbibliothek

Universitätsverlag Ilmenau

Postfach 10 05 65

98684 Ilmenau

www.tu-ilmenau.de/universitaetsverlag

Herstellung und Auslieferung

Verlagshaus Monsenstein und Vannerdat OHG

Am Hawerkamp 31

48155 Münster

www.mv-verlag.de

ISSN 2193-0007 (Druckausgabe)

ISBN 978-3-86360-007-5 (Druckausgabe)

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2011000252

Titelfoto: Sören Rosenbaum

Vorwort der Herausgeber

Die Mechatronik hat sich weltweit als eine an Bedeutung gewinnende, interdisziplinäre Fachrichtung in der Wirtschaft, der Technik und auch an den Universitäten etabliert. In der traditionell feinwerktechnisch orientierten Forschung und Ausbildung wurden mechatronische Ansätze schon seit vielen Jahrzehnten angewandt und weiterentwickelt. Getragen vom Engagement des Prof. Eberhard Kallenbach führte die Technische Universität Ilmenau 1999 den fakultätsübergreifenden Studiengang Mechatronik als eine der ersten Universitäten Deutschlands ein.

Als Herausgeber wollen Prof. Thomas Sattel und Dr. Tom Ströhla mit dieser Schriftenreihe die aktuellen Forschungsergebnisse der TU Ilmenau auf dem Gebiet der Mechatronik präsentieren. Wir möchten andere Hochschulen, Forschungsinstitute, Unternehmen, Forscher und Entwickler aufrufen, unsere Ergebnisse aufzunehmen und mit uns weiterzuentwickeln.

Wir bedanken uns für die Beiträge der Autoren, ihre geleistete Arbeit und wollen Studenten anspornen, sich an den spannenden Forschungsprojekten zu beteiligen.

Herr Dr.-Ing. Radler widmet sich in seiner ausgezeichneten Arbeit dem scheinbar lange abgegrasten Thema der magnetischen Messtechnik. In den letzten Jahren feierte die numerische Berechnung magnetischer Felder mit hoch genauen Simulationsergebnissen bei statischen und transienten Simulationen große wissenschaftliche Erfolge. Quantitativ relativiert sich diese Genauigkeit der Ergebnisse jedoch, weil die zu Grunde liegenden Materialdaten einerseits erhebliche Abweichungen und Unsicherheiten aufweisen, andererseits die magnetische Hysterese überhaupt nicht berücksichtigt wird. Mit dem in dieser Arbeit beschriebenen und aufgebauten Messgerät ist es nun möglich, sowohl die magnetischen Eigenschaften von Materialproben, Bauteilen als auch fertig montierten Geräten bei beliebigen zeitlichen Aussteuerungen

zu messen. Damit stellt diese Arbeit die Grundlage dar, Simulationsmodelle besser zu verifizieren, Materialproben noch besser zu charakterisieren, ganz neuartige Qualitätssicherungsstrategien umzusetzen und die intelligente Ansteuerung magnetischer Antriebe deutlich weiterzuentwickeln.

Ilmenau, im August 2011

Prof. Dr.-Ing. Thomas Sattel

Dr.-Ing. Tom Ströhla

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Fakultät für Maschinenbau der Technischen Universität Ilmenau. In den letzten Jahren haben viele Personen Anteil an ihrer Entstehung gehabt. Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater, Dr.-Ing. Tom Ströhla, der mir als Inhaber der Juniorprofessur Entwurf mechatronischer Antriebe und kommissarischer Fachgebietsleiter des Fachgebiets Mechatronik selbständige Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der magnetischen Messtechnik ermöglicht hat. Stets war er für Diskussionen bereit und er stand mir immer hilfreich und aufmunternd mit konstruktiver Kritik zur Seite.

Prof. Dr.-Ing. habil. Prof. h.c. Eberhard Kallenbach danke ich für die fruchtbare Zusammenarbeit mit dem Steinbeis Transferzentrum Mechatronik Ilmenau und für die Übernahme eines Gutachtens.

Weiterhin danke ich Dr. sc. techn. Christian Redemann für die Gutachtertätigkeit im Rahmen meines Promotionsverfahrens. Mein Dank gilt ebenfalls Herrn Dipl.-Ing. Matthias Kroll. Ohne seine Visionen und die langfristige Zusammenarbeit auch über Krisenzeiten hinweg, wäre diese Arbeit nicht entstanden.

Ferner danke ich allen Kolleginnen und Kollegen des Fachgebiets Mechatronik für ihre Unterstützung. Herr M. Sc. Tobias Kellerer stand mir über eine lange Strecken erst als Student und später als Kollege bei der Umsetzung meiner Ideen stets kritisch zur Seite. Die Herren Dipl.-Ing. Siegfried Oberthür und Dipl.-Ing. Uwe Glet haben mich im Bereich der Elektronik an ihrem viele Jahrzehnte umfassenden Erfahrungsschatz teilhaben lassen und lösten mit mir zusammen zahlreiche schaltungstechnische Probleme. Herr Dipl.-Ing. Sören Rosenbaum, mit dem ich mir in Freud und Leid zahlreiche Büros teilte, war stets ein ebenbürtiger Diskussionspartner und Freund.

Auch den Kollegen der driveXpert GmbH sei gedankt. Sie haben mich in freundschaftlicher Art und Weise mit Rat, Tat und in größter Not mit elek-

tronischen Bauteilen versorgt. Herr Dr.-Ing. Veit Zöppig hatte stets ein offenes Ohr für meine Probleme und hat mich nach zahlreichen Fehlschlägen immer wieder aufgebaut und motiviert.

Ganz besonders danke ich meiner Familie für ihre Unterstützung während der nicht immer leichten Zeit meiner Promotion. Ohne die Motivation meiner Eltern hätte ich manches Tief nicht überstanden, die Geduld meiner Lebensgefährtin Anke war grenzenlos und ohne ihren Druck wäre der schriftliche Teil immer noch nicht fertig. Da die Arbeit nun abgeschlossen ist, habe ich auch wieder mehr Zeit für meinen kleinen Sohn Gustav, der während des Schreibens oft ohne Papa spielen musste.

Ilmenau, im September 2011

Oliver Radler

Kurzfassung

Bei dem größten Teil der gegenwärtig eingesetzten Aktoren handelt es sich um elektromagnetische Energiewandler. Die stetig steigenden Anforderungen an diese Aktoren erfordern seitens der Hersteller ein umfassendes System zur Qualitätssicherung. Ein derartiger Ansatz reicht von der Entwicklung des Aktors über die Produktion bis hin zur Überwachung der fertigen Produkte in der Anwendung. Dabei sind Verfahren zur Bestimmung der Beschaffenheit der Produkte von entscheidender Bedeutung.

In dieser Arbeit werden, aufbauend auf bekannten Verfahren, neue Methoden zur Messung magnetischer Eigenschaften abgeleitet. Mit diesen neuen Messmethoden ist es möglich, die Beschaffenheit weichmagnetischer Erzeugnisse durch deren innere sensorische Eigenschaften zu überwachen.

Die Besonderheit des hier beschriebenen Messverfahrens im Vergleich zu herkömmlichen besteht darin, dass die magnetischen Eigenschaften elektromagnetischer Aktoren mit frei wählbarer Ansteuerung über die im Aktor enthaltene Spule bestimmbar sind. Neben Antriebselementen können auch genormte Proben und ein breites Spektrum an ferromagnetischen Bauteilen mit der Induktionsmethode im Wechselfeld gemessen werden.

Durch das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte adaptive Reglerkonzept ist die Realisierung eines kostengünstigen Messgeräts möglich. Zusammen mit der temperaturkompensierten Einspulenmessung ist eine Vielfalt induktiver Proben messbar. Neben dem Reglerkonzept werden die zur Realisierung des Verfahrens benötigten elektronischen Komponenten beschrieben.

Das Potential des entstandenen Demonstrators wird an Messbeispielen aus den Bereichen Entwicklung, Produktion und Applikation elektromagnetischer Aktoren aufgezeigt. Ferner wird anhand von Messergebnissen die in elektro-magneto-mechanischen Aktoren stattfindende, verlustbehaftete dynamische Energiewandlung untersucht.

Abstract

Most electric actuators which are used today are electromagnetic ones. The constantly increasing quality requirements for those actuators necessitate a system of total quality management. Such an approach includes monitoring quality during design phase, during production and in the application phase.

This thesis presents new methods for a versatile measurement setup to facilitate the determination of magnetic properties of soft magnetic products by using their intrinsic sensor properties. In contrast to existing methods of measurement, the magnetic properties of electromagnetic actuators may be identified under arbitrary magnetizing conditions via the actuator's field coil. Additionally, standard material specimens and a variety of ferromagnetic components are measureable in an alternating magnetic field.

Due to the proposed adaptive feedback concept, a cost-efficient design of the measurement device is possible. Together with the temperature-compensated field-coil measurement method, a wide range of inductive loads can be tested. In addition to the feedback concept, all necessary electronic components are discussed.

The capability of the existing prototype is demonstrated with example measurements chosen from typical application domains, as may be encountered in the development, production and application of electromagnetic actuators. Furthermore, the dynamic energy conversion of electro-magneto-mechanical actuators is analyzed under consideration of hysteresis and eddy current losses.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Stand der Technik	1
1.2	Ableitung der Aufgabenstellung	7
1.3	Einordnung in die Tätigkeit der Arbeitsgruppe	9
2	Ferromagnetische Werkstoffe	13
3	Messung magnetischer Eigenschaften	17
3.1	Statische Magnetisierung	18
3.2	Dynamische Magnetisierung	19
3.3	Probenformen	21
3.4	Messung magnetischer Eigenschaften mit der Induktionsmethode	24
3.5	Einspulenmessung	27
3.5.1	Messgeräte mit Einspulenmessung	27
3.5.2	Grenzen bestehender Messsysteme mit Einspulenmessung	30
4	Konzeption eines universellen Prüfaufbaus	37
4.1	Konzept	37
4.2	Komponenten	40
4.2.1	Strommessung	40
4.2.2	Spannungsverstärker	44
4.2.3	Analog-digital- und digital-analog-Wandlung	48
4.2.4	Benutzerschnittstelle	50
4.3	Regelungskonzept	51
4.3.1	Grundlagen	51
4.3.2	Regelung mit zeitdiskreter Rückkopplung	53
4.3.3	Analoger PI-Regler mit digitaler Steuerbarkeit	60
4.3.4	Vergleich der Regler	62
4.4	Realisierung der Einspulenmessung	64

4.4.1	Alternatives Verfahren zur Einspulenmessung	64
4.4.2	Temperaturkompensation der Einspulenmessung . . .	66
4.5	Ablauf einer Messung	71
4.6	Der Demonstrator	74
5	Anwendungsbeispiele	77
5.1	Messung von Materialeigenschaften	77
5.1.1	Statische Materialkennlinien	78
5.1.2	Dynamische Materialkennlinien	82
5.1.3	Messung von Verlusten mit realer Erregung	85
5.1.4	Messung von Proben mit ungleichförmigem Querschnitt	87
5.2	Messung von Aktoren	92
5.2.1	Dynamische elektromagnetische Energiewandlung . . .	92
5.2.2	Messungen an schnellschaltenden Elektromagneten . .	112
6	Zusammenfassung	117
	Verzeichnis der verwendeten Symbole und Abkürzungen	121
	Literaturverzeichnis	127

1 Einleitung

1.1 Stand der Technik

Bei dem größten Teil der gegenwärtig eingesetzten Aktoren handelt es sich um elektromagnetische Energiewandler. Der fortschreitende Trend zur Automatisierung in Fahrzeugtechnik und Maschinenbau führt zu einer hohen Nachfrage im Bereich der elektromagnetischen Antriebstechnik. Es werden ständig neue Anwendungsfelder erschlossen, und die Forderungen nach immer leistungsfähigeren Antriebselementen hoher Qualität halten an. Der große Bedarf an weichmagnetischen Werkstoffen, der nicht nur im Bereich der Antriebstechnik herrscht, führt aufgrund steigender Rohstoffpreise dazu, dass Hersteller elektromagnetischer Antriebe auf kostengünstigere Werkstoffe ausweichen müssen, deren magnetische Eigenschaften nicht garantiert sind.

Die stetig steigenden Qualitätsanforderungen im Bereich der elektromagnetischen Antriebe und die schwankende Beschaffenheit des Rohmaterials erfordern ein umfassendes System zur Qualitätssicherung, das beginnend mit der Entwicklung des Antriebs, den kompletten Lebenszyklus des Antriebs umfasst. Anforderungen und Ansätze für die Umsetzung eines derartigen Qualitätsmanagementsystems werden in der international gültigen Normenfamilie ISO 9000 gegeben [11]. Die Aufteilung des Gesamtprozesses der Herstellung eines Produkts in klar abgegrenzte Teilprozesse ist neben der Forderung zur Einrichtung von Qualitätsregelkreisen zur ständigen Verbesserung dieser Prozesse der Hauptanspruch an ein Qualitätsmanagementsystem [59].

Im Umfeld elektromagnetischer Energiewandler gibt es einige Prozesse, bei denen die qualitätsbestimmenden Eigenschaften des erzeugten Produkts auf wirtschaftliche Weise oder aus Mangel an einem geeigneten Messverfahren nicht verifiziert werden können. Hierzu gehören Prozesse, bei denen die Qualität der Erzeugnisse stark von den nichtlinearen magnetischen Materialeigenschaften der eingesetzten Eisenwerkstoffe bestimmt wird.

Grundsätzlich unterscheiden sich die Anforderungen an eine Messung oder Prüfung der magnetischen Eigenschaften nach der Phase, in der sich ein Produkt befindet. In der Entwicklung wird die magnetische Messtechnik für die Gewinnung von Materialdaten für den Entwurf und zur Modellverifikation eingesetzt. Magnetaktoren werden heute modellbasiert mit modernen Programmen entworfen. Bei den für die Modellierung benötigten magnetischen Eigenschaften handelt es sich in der Regel um den idealisierten statischen Zusammenhang der Flussdichte B von der Feldstärke H [100]. Dieser kann aus statisch gemessenen Kennlinien an Materialproben bestimmt werden. Für die Parametrisierung von Hysteresemodellen, wie sie bisher meist nur in der Forschung eingesetzt werden, ist die Messung von Ummagnetisierungskurven nötig [84].

Weiterhin ist es möglich, die in Konstruktionswerkstoffen auftretenden Verluste unter realen Magnetisierungsbedingungen zu bestimmen und im Entwurf zu berücksichtigen [71]. Mit an Prototypen gemessenen $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinienfeldern kann man Netzwerkmodelle und FEM-Simulationen der Aktoren verifizieren. Ferner kann der Einfluss einzelner Fertigungsschritte auf die magnetischen Eigenschaften von Bauteilen bestimmt und bewertet werden [79]. In der Regel führen die Entwickler die Messungen und Auswertungen der Ergebnisse durch.

In der Produktion ist es günstig, wenn die Messungen möglichst automatisiert ablaufen [91]. Die Messungen und Prüfungen führen in diesem Bereich Produktionsmitarbeiter durch. Es ist ein hoher Grad der Datenreduktion erwünscht. Neben einer qualitativen Aussage „gut / schlecht“ ist eine weitere Diagnosemöglichkeit für den erfahrenen Anwender sinnvoll. Hier ist ein typischer Einsatzbereich für die magnetische Messtechnik die Wareneingangskontrolle von Halbzeugen und Stanzteilen [37].

Auch in der Applikation ist die Messung magnetischer Eigenschaften hilfreich. Wenn der Aktor im eingebauten Zustand nicht mehr zugänglich ist, ist eine Prüfung seiner Funktion dennoch über eine Einspulenmessung realisierbar [44]. Die über die $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien gewonnenen Informationen können z.B. verwendet werden für [43]:

- eine Justage des Aktors in der Anwendung,
- die Überwachung des Aktors im eingebauten Zustand zur Vorbeugung von Ausfällen bzw. zur Fehlerdiagnose (Condition-Monitoring),
- Verbesserung des Regelungsverhaltens elektromagnetischer Aktoren durch Kompensation von Nichtlinearitäten [108].

Kommerzielle Messplätze zur Bestimmung der Eigenschaften weichmagnetischer Materialien nach Norm sind in der Regel auf einen Anwendungsbereich zugeschnitten. Es sind Aufbauten zur Messung bei quasistatischer oder dynamischer Magnetisierung erhältlich [63].

Die Anforderungen an einen Messaufbau werden signifikant durch den geplanten Einsatz bestimmt. Metrologie-Institute und Forschungseinrichtungen stellen Genauigkeit, Vollständigkeit, eine geschlossene wissenschaftliche Basis und umfassende Auswertung in den Vordergrund [23]. Im industriellen Umfeld werden Messungen wiederholt in großer Anzahl durchgeführt, um eine Überwachung der Produktion zu gewährleisten. Hier kommt es meist nicht auf absolute Messwerte an. Vergleichende relative Messungen sind zulässig. Im gewerblichen Umfeld wird ausreichende Genauigkeit bei minimalen Kosten gefordert.

Durch jede Messung erhalten Unternehmen mehr Informationen über ihre Produkte und Produktionsprozesse [92]. Diese Informationen können richtig angewendet den Unternehmenserfolg steigern. Jedoch entstehen durch jede Messung auch Kosten, die gedeckt werden müssen. Für jedes Unternehmen ist die Abwägung von Kosten und Nutzen aufgrund der üblicherweise begrenzten Ressourcen eine besondere Herausforderung. In einer stark vernetzten und automatisierten Produktion ist der Einsatz geeigneter Messtechnik unabdingbar, um der Produktion standardisierte Bauteile zuzuführen. In kleinen mittelständischen Unternehmen (KMU) werden meist Serien mit kleineren Stückzahlen produziert. Hier ist oft Nacharbeit und Aussortieren günstiger als die Sicherung der Konformität aller Bauteile.

Nach den Zahlen des Zentralverband Elektrotechnik- und Elektronikindustrie e.V. sind in Deutschland ca. 130 Firmen mit rund 45000 Beschäftigten im Bereich Komponenten und Systeme der elektrischen Antriebstechnik tätig [118]. Hinzukommen die Hersteller von Elektromagneten. Dabei zählen

zwei Drittel aller Firmen zu den mittelständischen Unternehmen, die sich auf kundenspezifische Produkte spezialisiert haben.

Die Kundenorientierung und zunehmende Komplexität von Antriebssystemen und der darin enthaltenen Aktoren sorgen dafür, dass Fragen der Qualität stetig weiter in den Fokus unternehmerischen Handels rücken [59]. Hierdurch wächst der Bedarf an Messtechnik, um die qualitätsbestimmenden Eigenschaften von Rohstoffen, Zulieferteilen, Zwischenerzeugnissen und Produkten zu prüfen.

Im Bereich elektromagnetischer Antriebe ist es bisher üblich, nur die Beschaffenheit des fertigen Produkts zu untersuchen. Als qualitätsbezogene Merkmale elektro-magneto-mechanischer Energiewandler werden beispielsweise

- statische Zusammenhänge zwischen dem Erregerstrom, der Kraft bzw. dem Moment und der Position bzw. des Winkels [99] und
- dynamische Eigenschaften bei definierten Lasten wie Schalt- und Abfallzeiten

herangezogen. Dabei stellen die funktionsrelevanten Eigenschaften Verknüpfungen der Eingangsgrößen mit den Ausgangsgrößen dar und der elektromagnetische Aktor wird in der Gesamtheit seiner Eigenschaften von außen betrachtet (Abbildung 1.1).

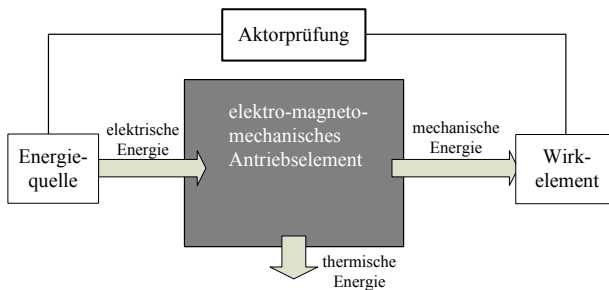


Abbildung 1.1: Prüfung elektro-magneto-mechanischer Energiewandler über die Ein- und Ausgangsgröße

Da meist nur eine Endprüfung stattfindet, ist ein Eingreifen in die einzelnen Fertigungsschritte nur mit Verzögerung möglich (Abbildung 1.2) [58].

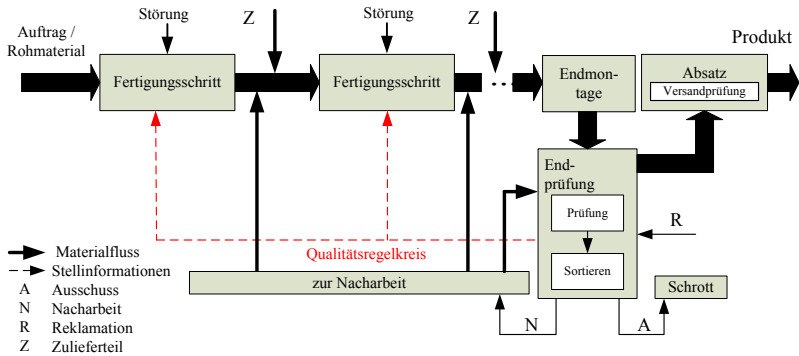


Abbildung 1.2: Großer Qualitätsregelkreis [59]

Durch diese Verzögerung kann man ausschließlich auf die Qualitätsmerkmale zukünftiger Erzeugnisse Einfluss nehmen. Eine Qualitätssicherung ist nachträglich durch Sortierung und Nacharbeit möglich.

Aufgrund der inneren sensorischen Eigenschaften der Energiewandler können qualitätsbezogene elektromechanische Merkmale auf die Eigenschaften des magnetischen Kreises zurückgeführt werden (Abbildung 1.3). Der Vorteil bei Prüfung über die magnetischen Eigenschaften liegt in der im Vergleich zu elektromechanischen Prüfständen kurzen Messdauer und geringen Komplexität des Messaufbaus [43].

Besonderen Nutzen bringt der Einsatz der Messtechnik, wenn er frühzeitig in der Wertschöpfungskette stattfindet. Durch Messung der magnetischen Eigenschaften an Prototypen kann die Entwicklungszeit reduziert werden. Die Identifikation der Unterschiede zwischen der der Auslegung zu Grunde liegenden Simulation und dem realisierten Aktor ist effizient möglich. Durch produktionsbegleitende Messungen kann man den Einfluss von Fertigungsschritten auf die Materialeigenschaften bereits in der Auslegung berücksichtigen [101].

Häufig basieren Toleranzen in der industriellen Praxis auf Erfahrungswerten [92]. Sind der Einfluss und die Schwankung der magnetischen Eigenschaften

von Material und Baugruppen auf die Funktion eines Aktors bekannt, können die Toleranzen objektiv festgelegt werden.

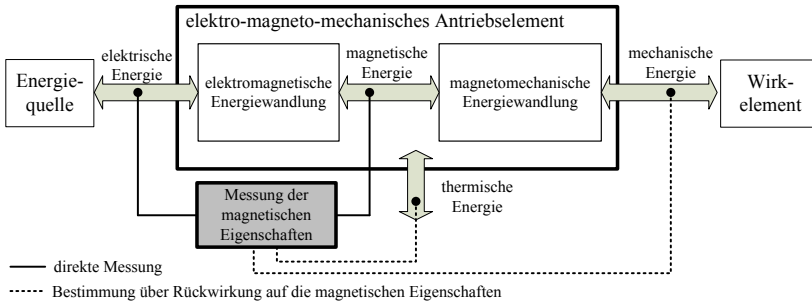


Abbildung 1.3: Berücksichtigung der elektromagnetischen Energiewandlung bei der Prüfung von Magnetaktoren

Sind die Toleranzen der magnetischen Eigenschaften festgelegt, können Antriebskomponenten direkt im Wareneingang und in der Produktion geprüft werden. Der Einsatz magnetischer Messtechnik in der Produktion schafft die Möglichkeit, kleine unterlagerte Qualitätsregelkreise zu bilden (Abbildung 1.4). Je näher sich die Prüfung an den einzelnen Produktionsprozessen befindet, desto geringer ist das Risiko Schlechteile zu produzieren und diese in den nachfolgenden Prozessen weiterzuverarbeiten [91].

Durch die frühe Erkennung von Fehlern können die Fehlerfolgekosten erheblich reduziert werden. In diesem Zusammenhang ist die Zehnerregel eine anerkannte Schätzformel [59]. Sie besagt, dass sich die Kosten für die Beseitigung eines Fehlers um den Faktor 10 erhöhen, wenn er eine Stufe später im Fertigungsprozess entdeckt wird.

Eine besondere Bedeutung für die Qualitätsmesstechnik von Magnetaktoren hat die Einspulenmessung [47]. Bei dieser Messmethode wird die, bei einem Magnetaktor vorhandene Spule sowohl als Erreger- als auch als Messwicklung genutzt. Es können in einer Messung funktionsrelevante Parameter ermittelt werden, die das elektrische, magnetische und mechanische Teilsystem des Aktors charakterisieren. Dies erlaubt eine Prüfung des Antriebssystems als Ganzes unter Berücksichtigung äußerer Einflüsse.

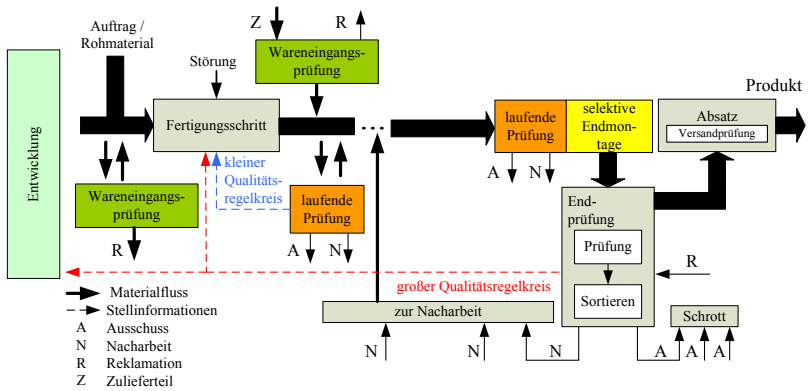


Abbildung 1.4: Unterlagerte Qualitätsregelkreise, angelehnt an [59]

Im folgenden Abschnitt werden die Anforderungen an ein Einspulenmessverfahren untersucht, das speziell für die Messung dynamischer Prozesse geeignet ist. Zusammen mit der Möglichkeit zur Durchführung normkonformer Messungen ist ein derartiges Verfahren in vielen Bereichen der Qualitätssicherung elektromagnetischer Aktoren einsetzbar.

1.2 Ableitung der Aufgabenstellung

Aus dem Stand der Technik lässt sich ableiten, dass in der Industrie ein großer Bedarf an neuartigen Messgeräten zur Messung magnetischer Eigenschaften besteht, die an verschiedenen Stellen des Produktionsprozesses einsetzbar sind.

Derartige Messgeräte müssen in der Lage sein, die magnetischen Kennlinien eines Aktors unter realen Magnetisierungsbedingungen an den Klemmen dieses Antriebs ohne weitere Sensorik zu bestimmen. Folgende Aufgabenstellungen richten sich an ein solches Gerät:

- Untersuchung der im magnetischen Antriebselement stattfindenden dynamischen elektromagnetischen Energiewandlung,
- Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste im Betrieb,
- Messung der Betriebsparameter an den Klemmen des Aktors.

Die ersten beiden Aufgaben sind für den Bereich Forschung und Entwicklung von großer Bedeutung. Bisher werden die Eigenschaften ferromagnetischer Materialien vorrangig an Probekörpern mit zum Teil stark vereinfachten Geometrien untersucht. Für die Entwicklung neuer Antriebe mit herausragenden Eigenschaften ist die Übertragung der aktuellen Forschungsergebnisse aus dem Bereich der Materialwissenschaften auf die komplexe Geometrie der magnetischen Aktoren unumgänglich. Durch die Nutzung der sensorischen Eigenschaften der Erregerspule können die Auswirkungen der Materialeigenschaften und Geometrie auf die magnetischen Kennlinien, die die Antriebseigenschaften bestimmen, ermittelt werden. Ferner ist die Bestimmung der real auftretenden Eisenverluste im Betrieb zur Verbesserung des Wirkungsgrades elektromagnetischer Antriebe notwendig.

Die dritte Aufgabe greift Forderungen aus der Produktion und der Applikation auf. Die Bestimmung magnetischer Eigenschaften erfolgt in deutlich kürzerer Zeit als eine Messung mit Hilfe elektromechanischer Prüfplätze [44]. Durch die entstehende Zeitersparnis reduzieren sich die Prüfkosten deutlich. Weiteres Einsparpotential bietet der Einsatz dieser Messtechnik bei Dauerlaufversuchen. Über die magnetischen Eigenschaften ist die Prüfung jedes Schaltvorgangs bei hoher Schaltfrequenz realisierbar. Ein weiteres Einsatzgebiet ist die regelmäßige Überprüfung von Aktoren in sicherheitskritischen Anwendungen. Ist eine Messung der Betriebsparameter an den Klemmen möglich, können Aktoren an schwer zugänglichen Stellen oder in Gefahrenbereichen kostengünstig überprüft werden.

Bei der Umsetzung der Aufgabe sind wirtschaftliche und organisatorische Randbedingungen zu beachten. Üblicherweise sind Messsysteme für eine Anwendung optimiert und besitzen damit ein fest vorgegebenes Einsatzgebiet. Die Kosten für ein Messsystem relativieren sich, wenn dieses universell einsetzbar ist. Neben der Messung an Aktoren besteht deshalb der Wunsch nach zusätzlichen, in der Entwicklung und Produktion benötigten Funktionen. Neben der Durchführung normgerechter Messungen an Normproben werden im-

mer häufiger Untersuchungen der Materialeigenschaften unter anwendungsspezifischer magnetischer Beanspruchung an realen Geometrien gefordert. Die Prüfung zugelieferter oder selbst produzierter Halbzeuge und Bauteile ist mit teilespezifischen Messadaptern möglich. Diese bestehen in der Regel aus einem Rückschluss mit Erregerwicklung und einer gewissen Anzahl von Feldsensoren zur Ermittlung der magnetischen Größen in der Probe. Von Seiten des Messsystems werden zusätzliche Anschlüsse zur Aufnahme und Verarbeitung weiterer elektrischer Signale verlangt.

Je nach Anwendungsbereich ist ein bestimmter Grad der Datenreduktion effektiv. In der Forschung und Entwicklung sind mehr Informationen für den Ingenieur relevant als innerhalb der Produktion, wo eine „gut-schlecht-Entscheidung“ gewünscht wird. Die Gerätesoftware muss entsprechend flexibel sein.

Eine Reduzierung der Kosten für den Messplatz kann durch den sinnvollen Einsatz von Standardkomponenten erreicht werden.

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, einen Beitrag zur Realisierung einer universell einsetzbaren Messmethode unter den gegebenen Randbedingungen zu leisten. Für die Durchführung der Aufgabe sind folgende Schritte nötig:

- Aufstellung eines Konzepts für eine solche Messmethode,
- Nachweis der Funktion der Messmethode anhand eines Labormusters,
- Testmessungen an Magnetkreiskomponenten und
- Nachweis der Eignung für eine Absicherung der Qualität von Magnetaktoren in Entwicklung, Produktion und in ausgewählten Anwendungsfällen.

Im Rahmen dieser Arbeit sollen sowohl die Notwendigkeit von Prüfungen als auch die Möglichkeiten und technischen Anwendungen von Messverfahren betrachtet werden.

1.3 Einordnung in die Tätigkeit der Arbeitsgruppe

Die elektromagnetische Antriebstechnik ist seit vielen Jahren Gegenstand der Forschung an der Juniorprofessur Entwurf Mechatronischer Antriebe und am

Fachgebiet Mechatronik der Technischen Universität Ilmenau. Die aktuellen Schwerpunkte liegen in den Bereichen Entwicklung und Anwendung von Methodiken und Hilfsmittel für den Entwurf von Reluktanzaktoren, sowie vakuumtauglichen elektromagnetischen Führungen für Nanomess- und Nanopositioniermaschinen.

Gegenstand der Arbeiten sind meist Energiewandler als Bestandteil mechatronischer Systeme [89]. Diese zeichnen sich durch eine hohe räumliche und funktionelle Integration mit aus anderen Domänen stammenden Komponenten aus. Durch diese Integration ist ein Test der Antriebe oft erst nach der Systemintegration möglich, da erst dann alle funktionswichtigen Teile vereint sind. Die Beseitigung eines nach der Integration diagnostizierten Fehlers ist meist zeit- und kostenintensiv. Es entstand der Wunsch nach einer Möglichkeit, die einzelnen Komponenten im Vorfeld auf ihre Funktion testen zu können.

Die Fortschritte im Bereich der Entwurfsmethodik erlauben es Aktoren zu realisieren, die sich in ihren Eigenschaften stetig den Grenzen des physikalisch Machbaren annähern [102]. Optimierte Lösungen haben in der Regel jedoch den Nachteil, dass sie empfindlich auf Schwankungen einzelner Parameter reagieren [89]. Geringfügige Abweichungen in der Produktion und den zugelieferten Rohstoffen haben einen großen Einfluss auf die Funktion derart optimierter Aktoren [79]. Auch muss die Hysterese des verwendeten Materials berücksichtigt werden [87]. Um den Prozess der Fertigung zuverlässig zu gestalten und Ausschuss zu vermeiden ist es nötig, die einzelnen Fertigungsschritte zu überwachen und Wareneingangskontrollen durchzuführen.

Ein häufiges Ziel der Optimierung ist die Reduzierung der Schaltzeit [111]. Bei schnell schaltenden Aktoren haben die dynamischen Werkstoffeigenschaften große Auswirkungen auf die Funktion. Werkstoffkennwerte werden für massives Material auf statische Weise und für Bleche mit sinusförmiger Erregung gemessen. Der zeitliche Verlauf der magnetischen Erregung hat einen großen Einfluss auf die Materialkennlinien. Für den Entwurf fehlen unter realen Magnetisierungsbedingungen gemessene Kurven.

Eine weitere Herausforderung bei der Entwicklung von Aktoren ist die Prüfung der Prototypen [43]. Eine herkömmliche Prüfung mit statisch aufgenommenen Kraft-Weg-Kennlinien ist nicht aussagekräftig und Lebensdaueruntersuchungen mit mehreren Millionen Schaltspielen sind sehr aufwendig.

Wird ein Elektromagnet geregelt oder in offener Steuerkette für Positionierungsaufgaben eingesetzt, schränkt sein nichtlineares und nicht eindeutiges Übertragungsverhalten die Positioniergenauigkeit ein. Es wurden Ansätze erarbeitet, die eine Kompensation der Hysterese auf Basis gemessener Kurven ermöglichen und damit das Übertragungsverhalten linearisieren [114], [80], [107]. Neben den angewandten Modellen bestimmt die Qualität der gemessenen Hysteresekurven das Ergebnis der Hysteresekompensation.

Das Engagement auf dem Gebiet der magnetische Messtechnik entwickelte sich aus Fragestellungen, die sich beim Entwurf, beim Aufbau und der Regelung von Magnetaktoren ergeben haben. Der erste Meilenstein in dieser Forschungsrichtung war die Entwicklung des Messgerätes MagHyst [46], das durch das Steinbeis Transferzentrum Mechatronik in ein Produkt überführt wurde [98]. Bei den oben beschriebenen Aufgabenstellungen stößt dieses Messgerät jedoch an seine Grenzen. Aus diesem Beweggrund wurden die Arbeiten im Bereich der magnetischen Messtechnik wieder aufgenommen.

2 Ferromagnetische Werkstoffe

Für die elektromagnetische Antriebstechnik haben ferromagnetische Stoffe eine große Bedeutung als Konstruktionswerkstoffe für technische Magnetkreise [55].

Die Ursache des Magnetismus ist die Bewegung von Elektronen auf verschiedenen Energieniveaus im atomaren Aufbau der Materie [49], [55]. Zur Unterscheidung der magnetischen Stoffe wird die relative Permeabilität μ_r herangezogen. Die relative Permeabilität ist eine dimensionslose Größe und gibt an, um das Wievielfache sich die magnetische Flussdichte B mit Materie beim Anlegen eines Magnetfeldes der Feldstärke H im Verhältnis zur magnetischen Flussdichte ohne Materie verändert. Gebräuchlich ist die Aufteilung der magnetischen Werkstoffe in die drei Hauptklassen diamagnetische ($\mu_r < 1$), paramagnetische ($\mu_r > 1$) und ferromagnetische Werkstoffe ($\mu_r(H) \gg 1$). Neben den drei Hauptklassen existieren weitere Gruppen magnetischer Elemente, wie z.B. ferri- und antiferromagnetische Elemente.

Der Ferromagnetismus ist eine Festkörpereigenschaft, die als reine Elemente nur Eisen, Nickel und Cobalt bei Raumtemperatur zeigen. Atome ferromagnetischer Elemente besitzen unaufgefüllte innere Elektronenschalen. Während bei dia- und paramagnetischen Stoffe die Flussdichte B proportional zur magnetischen Erregung H ist, liegt bei ferromagnetischem Material eine nichtlineare, hysteresebehaftete Abhängigkeit der Magnetisierung von der Erregung vor (Abbildung 2.1).

Die Ursache der hohen Permeabilität und der Hysterese liegt in der spontanen Magnetisierung. Diese kommt durch eine starke Kopplung der atomaren magnetischen Spinmomente ohne äußeres Feld zustande. Die spontane Magnetisierung erstreckt sich nicht als ein Gebiet über das gesamte Volumen. Es existieren viele kleine Kristallbereiche gleicher Magnetisierung. Diese Bereiche haben eine Größe von etwa $10\ \mu\text{m}$ bis $1\ \text{mm}$ und werden Weißsche Bezirke genannt. Die Grenzen zwischen den Bezirken heißen Bloch-Wände. Die Erscheinung der Hysterese bei ferromagnetischen Stoffen lässt sich durch

das Verhalten der Weißschen Bezirke unter Einfluss eines H-Feldes erklären [33].

Die Flussdichte ist in komplexer Art und Weise von der Vorgeschichte der Erregung abhängig. Ist das ferromagnetische Material entmagnetisiert, folgt die Flussdichte B bei stetiger Erhöhung der Feldstärke H der Neukurve. Die in Abbildung 2.1(a) dargestellte Hystereseschleife wird nur durchlaufen, wenn jeweils bis zur Sättigung angesteuert wird. Ansonsten ergeben sich Hysteresekurven, die allesamt innerhalb der dargestellten Schleife liegen (Abbildung 2.1(b)). Die Fläche innerhalb der Hystereseschleife ist proportional der bei einem Zyklus freigesetzten Ummagnetisierungswärme W_v .

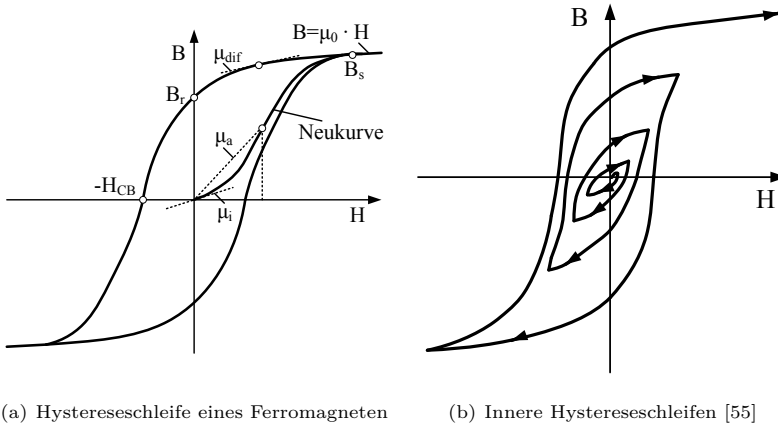


Abbildung 2.1: Nichtlineare Abhängigkeit der Flussdichte B von der Feldstärke H und charakteristische Punkte der Hysteresekurve

Ein Werkstoff wird anhand seiner Hystereseschleife charakterisiert. Als Sättigungsflussdichte B_s wird der Flussdichtewert des Punktes der Kurve verstanden, ab dem die Flussdichte nur noch mit der Permeabilität μ_0 steigt. Nach Abschalten eines äußeren Magnetfeldes bleiben bei ferromagnetischen Stoffen irreversible Wandverschiebungen erhalten, die zu einer remanenten Flussdichte B_r führen. Die remanente Flussdichte B_r kann durch das Anlegen eines Gegenfeldes mit der Feldstärke $-H_{CB}$ auf Null gebracht werden. Das Material ist magnetisch um so härter, je größer die Koerzitivfeldstär-

ke ist. Als halbhart bezeichnet man Werkstoffe mit einer Koerzitivfeldstärke H_{CB} im Bereich von 1 kA/m bis 10 kA/m. Bei größeren Koerzitivfeldstärken spricht man von magnetisch harten, bei kleineren von magnetisch weichen Werkstoffen [32].

Bei ferromagnetischen Stoffen gibt es unterschiedliche Definitionen für die relative Permeabilität. Die gebräuchlichsten sind die Amplitudenpermeabilität μ_a und die differentielle Permeabilität μ_{dif} . Als Amplitudenpermeabilität bezeichnet man die Steigung der Geraden durch einen Punkt der Neukurve und den Ursprung. Wichtige Werte sind die Anfangspermeabilität μ_i bei $H = 0$ und die maximale Permeabilität μ_{max} . Die differentielle Permeabilität ist für die gesamte Hystereseschleife definiert und gibt die Steigung der Kurve in einem bestimmten Punkt an.

Die beschriebenen magnetischen Eigenschaften gehen verloren, wenn das Material über eine bestimmte Temperatur, die Curie-Temperatur erwärmt wird.

Der nichtlineare und hystereisebehaftete Zusammenhang von Flussdichte und Feldstärke in ferromagnetischen Materialien führt zu dem nichtlinearen und nicht eindeutigen Verhalten elektromagnetischer Antriebe. Die messtechnische Bestimmung der Materialeigenschaften ist Gegenstand des folgenden Kapitels.

3 Messung magnetischer Eigenschaften

Die Messung magnetischer Eigenschaften beruht auf der Erzeugung und Messung elektrischer Größen. Durch die Anwendung der Gesetzmäßigkeiten des elektromagnetischen Feldes können die elektrischen in magnetische Größen umgerechnet werden. Ein Aufbau zur Messung magnetischer Eigenschaften besteht aus geregelten Spannungs- bzw. Stromquellen und Instrumenten zur Messung von Strömen und Spannungen. Auf messtechnischer Seite bestimmt die Genauigkeit der Erzeugung der zeitlichen Verläufe der elektrischen Größen sowie deren Aufnahme die erreichbare Genauigkeit der magnetischen Größen. Die bei der Interpretation der Messergebnisse zur Anwendung kommenden Überlegungen stellen eine weitere Grenze der Genauigkeit dar.

Im Allgemeinen können die nötigen Messungen analog oder digital durchgeführt werden [16]. Analoge Geräte können sehr genau sein, jedoch sind sie kostenintensiv und müssen in der Regel manuell bedient werden. Das wirkt sich negativ auf die Prozesszeit und -sicherheit aus [116]. Aufgrund stetig steigender Genauigkeit und sinkender Preise [25] werden immer häufiger digitale Messsysteme für die Ermittlung magnetischer Eigenschaften von weichmagnetischen Werkstoffen eingesetzt. Mit ihnen können neben dem klassischen sinusförmigen Erregungsverlauf auch verzerrte, sich zeitlich ändernde Magnetisierungsverläufe realisiert werden [115]. Ist die Bedienung der eingesetzten Komponenten rechnergestützt möglich und liegen die Messwerte in digitaler Form vor, so können Prozesse automatisiert werden. Die Automatisierung beschleunigt den Messprozess und reduziert die Anzahl möglicher Fehler, die durch den Bediener verursacht werden. Erst hierdurch wird ein wirtschaftlicher Einsatz innerhalb einer Produktion elektromagnetischer Aktoren möglich.

Die magnetischen Eigenschaften sind von der Art der elektrischen Erregung und einer gegebenenfalls bestehenden Vormagnetisierung abhängig [32]. In der Praxis ist es üblich, die tatsächlichen Betriebsbedingungen auf typische Grundbeanspruchungen zurückzuführen.

Für diese Grundbeanspruchungen werden in den entsprechenden Normen Mess- und Auswerteverfahren zur Ermittlung charakteristischer Kennwerte beschrieben ([4], [13], [2], [7], [14], [9], [15], [17], [16], [5]). Die in den Normen beschriebenen Messverfahren können bezüglich des zeitlichen Verlaufs der elektrischen und magnetischen Größen in die Gruppen Gleichfeld-, Wechselfeldverfahren und andere Verfahren aufgeteilt werden.

Die für elektromagnetische Antriebe technisch relevanten Magnetisierungsbedingungen können zunächst grob in statische und dynamische Magnetisierung unterteilt werden.

3.1 Statische Magnetisierung

Die statischen Werkstoffeigenschaften können frei von dynamischen Effekten nur durch eine unendlich langsame Änderung des Magnetfeldes in einer Probe bestimmt werden. Üblicherweise werden Flussmesswicklungen eingesetzt, die den Magnetkreis umschließen. Die Flussänderung im Kreis führt zu einer, der Flussänderung proportionalen, induzierten Spannung in der Messwicklung. Durch Integration der induzierten Spannung kann man den verketteten Fluss berechnen. Aufgrund des Messprinzips ist die Flussänderungsgeschwindigkeit nach unten begrenzt, da eine konstante magnetische Flussdichte innerhalb eines geschlossenen magnetischen Kreises nicht direkt messbar ist [2]. Boll [32] beschreibt, dass in der Praxis die magnetische Feldstärke meist stufenförmig geändert wird und die Induktionsänderung nach dem Abschluss der Ausgleichsvorgänge gemessen wird. Die statisch ermittelte Hystereseschleife ist stets schmaler als die mit dynamischen Methoden bestimmte. Die von ihr umschlossene Verlustenergie entspricht den reinen Hystereseverlusten.

Unter bestimmten Voraussetzungen ist es möglich, eine der statischen Hysteresekurve äquivalente Kurve mit einer kontinuierlichen Änderung des Magnetfeldes zu erhalten. Dies ist vorteilhaft, da sich für Messungen im Wechselfeld ein deutlich einfacherer Messaufbau ergibt. In Abhängigkeit vom Probenaufbau nähern sich die im Wechselfeld gemessenen Kurven ab einer gewissen Frequenz der statischen Kurve an. Die Frequenz, ab der von einer so genannten quasistatischen Messung ausgegangen werden kann, hängt von der

Geometrie und Leitfähigkeit der Probe ab, da diese maßgeblich den Wirbelstromwiderstand bestimmen [100].

3.2 Dynamische Magnetisierung

Ab einer bestimmten Ummagnetisierungsgeschwindigkeit dB/dt werden die statischen Werkstoffeigenschaften von dynamischen Effekten überlagert. Wirbelstrom- und Nachwirkungsverluste führen in Abhängigkeit der Verläufe der magnetischen Feldstärke und Flussdichte zu abweichenden Kennlinien. Bei höheren Ummagnetisierungsgeschwindigkeiten wird die Eindringtiefe des magnetischen Erregerfeldes und damit die homogene Magnetisierung besonders bei leitfähigen kompakten Ferromagnetika beschränkt.

Bezüglich der Erregung kann man zwei Grenzfälle ableiten. Bei dem einen handelt es sich um die spannungseingeprägte Magnetisierung, bei der mit einer niederohmigen Quelle die induzierte Spannung in Amplitude und zeitlichen Verlauf vorgegeben wird. Der Strom stellt sich als abhängige Größe ein. Der andere Grenzfall ist die stromeingeprägte Magnetisierung, bei der durch eine entsprechende Quelle der Erregerstromverlauf vorgegeben wird und die Spannung die abhängige Größe darstellt.

Das umfangreiche Gebiet der dynamischen Magnetisierung wird nach den in der Elektrotechnik und Elektronik am häufigsten vorkommenden Vorgängen in Anlehnung an DIN 5483-1 [1] in die in Abbildung 3.1 dargestellten Magnetisierungsformen gegliedert [32].

Bei Mischmagnetisierung weist der Magnetisierungsstrom eine Wechsel- und eine Gleichstromkomponente auf. Unipolare Mischmagnetisierung und Wechselmagnetisierung sind Sonderfälle der Mischmagnetisierung, bei denen der Strom entweder nur in eine Richtung fließt oder keinen Gleichanteil aufweist. Impulsmagnetisierung ist eine Erregung mit im Vergleich zur Periodendauer kurzen Spannungs- oder Stromimpulsen in beliebiger Form. Hier unterscheidet man in unipolare, bipolare und symmetrische Impulsmagnetisierung. Alle Magnetisierungsarten sind bei elektromagnetischen Antrieben möglich.

Die Bestimmung der Materialeigenschaften unter dynamischer elektromagnetischer Beanspruchung erfolgt nach Norm stets mit sinusförmiger Wechselmagnetisierung. Der Grund für die Messung mit sinusförmiger Erregung ergibt

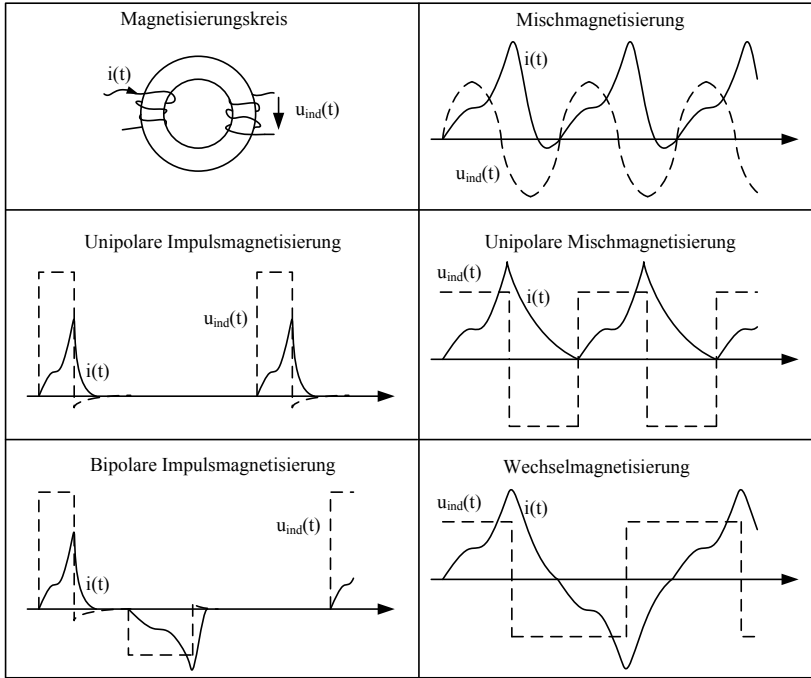


Abbildung 3.1: Dynamische Magnetisierungsbedingungen [32]

sich aus den Eigenschaften der ersten Wechselstrommotoren und Transformatoren. Üblicherweise ist im Nennbetrieb der induktive Blindwiderstand deutlich größer als der ohmsche Wirkwiderstand. Somit fällt der größte Teil der sinusförmigen Erregerspannung als induzierte Spannung über dem Blindwiderstand ab. In einem idealen magnetischen Kreis fließt bei sinusförmiger induzierter Spannung ein sinusförmiger magnetischer Fluss im Eisen.

Eine der magnetischen Eigenschaften, die auf diese Weise gemessen wird, ist der spezifische Ummagnetisungsverlust $P_{v,spez}$ in W/kg von Elektroblech [116]. Die Klassifizierung der einzelnen Blechqualitäten erfolgt anhand der Verluste [12], [10]. Dabei ist die Bemessungsfrequenz auf die in Europa vorherrschende Netzfrequenz von 50 Hz festgelegt.

Die mit sinusförmigen Größen ermittelten Eigenschaften sind nicht immer auf den Betrieb von Aktoren übertragbar. Gerade in modernen Antrieben weicht der Verlauf der magnetischen Größen häufig vom idealen, in der Norm vorausgesetzten sinusförmigen Verlauf ab [112]. Von Szynowski [103] wird anhand von Messungen gezeigt, dass die in Eisenlegierungen entstehende Verlustleistung stark von der Signalform abhängt. Verwendet man gleiche Amplituden und Signalperiodendauern, so entstehen bei dreieckförmigem Flussdichteverlauf höhere und bei rechteckförmigem Verlauf deutlich geringere Verluste als bei sinusförmiger Aussteuerung. Heute werden Aktoren meist durch Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert. Durch Moses [72] wird nachgewiesen, dass bei dieser Art der Ansteuerung die im Eisenmaterial entstehenden Verluste deutlich ansteigen.

3.3 Probenformen

Neben der Unterscheidung in Gleichfeld- und Wechselfeldmessungen findet eine weitere Unterteilung in Messverfahren mit offenen und geschlossenen Magnetkreis statt [2]. Offene Kreise werden nur selten eingesetzt. Sie werden praktisch nur zur Bestimmung der Koerzitivfeldstärke von hochpermeablen Werkstoffen nach DIN 10330 [8] und der Suszeptibilität von schwachmagnetischen Stoffen verwendet.

Bei einem geschlossenen Magnetkreis mit Primär- und Sekundärwicklung bestimmen die Eigenschaften des Magnetmaterials den Zusammenhang zwischen den elektrischen Größen Magnetisierungsstrom i und induzierter Spannung u_{ind} sowie der unter bestimmten Bedingungen daraus ableitbaren magnetischen Größen Flussdichte B und Feldstärke H [2]. Einfache Beziehungen lassen sich für Tafeln (Tafelmessgerät) [18], gestapelte Streifen (Epsteinrahmen) [16] und ringförmige Proben mit konstantem Querschnitt aufstellen [9]. Im Allgemeinen müssen diese Proben speziell für die Messung angefertigt werden, wobei das Herstellungsverfahren wieder Einfluss auf die zu messenden Eigenschaften hat.

Für die Durchführung einer Messung werden folgende Probenformen empfohlen:

- Geschlossene Kreise nur aus Probenmaterial
 - rechteckförmige Proben (gestapelte Bleche oder massives Material für Epsteinrahmen)
 - Ringproben (gewickelte Bänder, gestapelte Bleche, massives Material)
- Kreise mit Rückschlussjoch
 - rechteckförmige Blechproben und Stabproben (Tafelmessgerät und Permeameter)

Diese Kreise können vollständig oder nur zum Teil aus dem zu untersuchenden Material sein. Wird nur ein Teil des Probenvolumens für die Messung herangezogen, müssen die magnetischen Eigenschaften dieses Messvolumens repräsentativ für den Rest der Probe sein [2]. Weitere Anforderungen an die Messung sind:

- homogene Ausprägung der Flussdichte im Messvolumen,
- sinusförmiger Verlauf der Flussdichte bei Messungen im Wechselfeld,
- Wahl fester Bezugswerte der Spitzenwerte von Flussdichte oder Feldstärke,
- ausreichend genaue Messung aller geometrischen und elektrischen Größen zur Sicherung der Genauigkeit der ermittelten magnetischen Eigenschaften.

Bei einer Messung wird nicht nur die Änderung des magnetischen Flusses in der Probe, sondern die in der gesamten Messanordnung erfasst. Der Einfluss der zusätzlichen Streuflüsse muss berücksichtigt werden. Dies kann zum einen rechnerisch oder durch den Einsatz von gekoppelten Luftspulen erfolgen [2].

Massives Material wird am besten in Ringform gemessen. Für Bleche und Bänder eignet sich der Epsteinrahmen. Kleine Proben können für interne Laboranwendung als einzelne Streifen im Streifenjoch, inhomogene Blechtafeln im partiell messenden Tafeljoch, amorphe Bänder und Nickeleisenproben als Ring und kornorientierte Proben als Stab oder im Rahmen gemessen werden [2].

Bei Messgeräten, die auf eine spezielle Probenform festgelegt sind, kann durch die Gestaltung der Probenform und der Erregung die Regelung des zeitlichen Verlaufs einer magnetischen Größe vereinfacht werden.

In der DIN EN 60404-6 [9] wird darauf hingewiesen, dass es sinnvoll ist, die Lastimpedanz (bei sinusförmiger Erregung) an die Quelle anzupassen. Im Prinzip stellen die Messanordnungen mit geschlossenen Kreisen Transformatoren dar. Bei einem idealen Transformator genügt eine an der Primärseite eingeprägte Spannung um einen sinusförmigen Flussverlauf zu erzielen, vorausgesetzt, dass der ohmsche Wirkwiderstand des Erregerkreises im Vergleich zum induktiven Blindwiderstand zu vernachlässigen ist. Dies trifft auch zu, wenn der Transformator kern wie manche der Messanordnungen Luftspalte enthält. Berücksichtigt man diesen Sachverhalt bei der Konstruktion von Messadaptoren wie z.B. Epsteinrahmen, bei denen annähernd der gesamte magnetische Fluss durch die Probe geht, kann die Regelung der Flussdichte durch niederohmige Erregerwicklungen vereinfacht werden [93].

Zusätzlich zu den in den Normen vorgeschlagenen Proben ist es möglich, Messungen an Bauteilen mit ungleichförmigen Querschnitten und fertig montierten Aktoren durchzuführen [47]. Der Zusammenhang zwischen Erregung i und verkettetem Fluss Ψ , der an jedem Magnetkreis gemessen werden kann, beschreibt die Beziehung zwischen magnetischer Energie und Aussteuerung. In dieser zeigt sich der kumulative Einfluss von Material, konstruktivem Aufbau, Spulendaten und im dynamischen Fall von Ausgleichsvorgängen. Über die Bewertung dieser Kennlinie ist eine gesamtheitliche Prüfung eines Bauteils möglich [81].

Eine Prüfung wird als eine Messung definiert, die zum Ziel hat, ein Messergebnis mit einer festgelegten oder vereinbarten Forderung zu vergleichen [3]. Die Feststellung, wie oder ob der ermittelte Wert die Forderung erfüllt, ist ein fester Bestandteil der Prüfung. Die Norm DIN 1319-1 [3] lässt gerade bei vergleichenden Prüfungen Spielraum für die Festlegung von vereinbarten Forderungen. Dies bedeutet, dass eine Eigenschaft nicht direkt bestimmt werden muss. Wird ein Repräsentant der zu bestimmenden Eigenschaft mit ausreichend kleiner Messunsicherheit gemessen, kann auch dieser für einen Vergleich herangezogen werden.

Eine an einem Gutteil aufgenommene Kurve kann dabei als Referenz dienen, spiegelt sie doch alle dem Bauteil innewohnenden Eigenschaften wider. Auf

welche Weise sich Abweichungen in den Materialeigenschaften auf die gemessenen Kennlinien auswirken, ist von der Bauteilgeometrie und Aussteuerung abhängig [79].

Für die Messung von Halbzeugen und Bauteilen, die selbst keinen geschlossenen magnetischen Kreis bilden, ist der Entwurf eines angepassten Prüfadapters nötig. Derartige Prüfadapter bestehen in der Regel aus einem Rückschluss mit Erregerwicklung. Grundsätzlich ist es nicht möglich, direkt die Feldstärke in einer Probe zu messen [93]. Bei offenen Kreisen oder Kreisen mit ungleichförmigem Querschnitt können Verfahren zur Anwendung kommen, die die Stetigkeit der Tangentialkomponente der magnetischen Feldstärke H bzw. der magnetischen Flussdichte B an Grenzflächen ausnutzen [66]. Diese Feldsensoren wandeln die magnetischen Größen in der Probe in elektrische Signale um, die im Messgerät ausgewertet werden. Üblich ist die Verwendung von Feldmessspulen [73], magnetischen Spannungsmessern [77] sowie Hallsensoren [61]. Ferner beschreibt Sensitec [95] die Anwendung von XMR-Sensoren für die magnetische Messtechnik.

Die Flussdichte in einer Probe wird üblicherweise mit einer Messwicklung bestimmt. Die Messwicklung zählt wie die Feldmessspule und der magnetische Spannungsmesser zu den induktiven Verfahren, welche im folgenden Abschnitt behandelt werden.

3.4 Messung magnetischer Eigenschaften mit der Induktionsmethode

Die Verfahren zur Messung magnetischer Eigenschaften werden in drei Gruppen eingeteilt: Induktionsmethoden, Kraftmethoden und sonstige Verfahren. Aufgrund der einfachen Realisierbarkeit durch die lineare Abhängigkeit der induzierten Spannung von der Flussänderung werden die Induktionsmethoden häufig angewandt [70]. Die meisten technisch relevanten Verfahren setzen zur Bestimmung von Materialeigenschaften geschlossene Kreise mit definierter Führung des magnetischen Flusses Φ voraus [2]. Vereinfacht ist die Messung an einem solchen Kreis in Abbildung 3.2 dargestellt.

$$\Theta = i_p \cdot w_p. \quad (3.1)$$

$$\Phi = \frac{\Theta}{R_m}. \quad (3.2)$$

$$u_{ind} = -\frac{d\Psi_s}{dt}. \quad (3.3)$$

Änderung des Primärstroms i_p erreicht. Die gesuchte Größe Ψ wird durch Integration berechnet:

$$\Psi_s = \int_0^t u_{ind} dt + \Psi_0, \quad (3.4)$$

Dabei sei darauf hingewiesen, dass hier ein eventuell durch Remanenz, Permanentmagneten oder Erregerstromoffset vorhandener Gleichanteil Ψ_0 nicht erfasst werden kann. Ferner werden bei der Berechnung des Flusses $\Phi = \Psi/w$ Streuflüsse innerhalb der Spule nicht berücksichtigt [52].

Den verketteten Fluss kann man in einem Magnetkreis auch ohne zusätzliche Wicklung über die, in die Erregerwicklung induzierte Spannung bestimmen. Dieses Verfahren hat bei der Messung von Magnetaktoren eine besondere Bedeutung [43]. Grundlagen und Ausführungsformen werden gesondert in Kapitel 3.5 behandelt.

Verfahren, die auf dem Induktionsgesetz beruhen, eignen sich besonders für die Bewertung dynamischer Materialeigenschaften [70]. Je höher die Erregerfrequenz ist, desto größer ist der Betrag der induzierten Spannung. Fehler, die durch Offsets bei der Integration entstehen, sind bei großen Signalamplituden verhältnismäßig klein. Bei der Induktionsmethode ergeben sich die meisten wählbaren Parameter.

Durch die Eigenschaften der ferromagnetischen Werkstoffe ist es von entscheidender Bedeutung, welchen zeitlichen Ablauf der Erregung [20] und welche Magnetkreisform man für eine Messung wählt [19].

Um die Integration zu vereinfachen, wurde an der TU Ilmenau ein Messverfahren entwickelt, das durch Nutzung eines Gegenkopplungsverfahrens ohne Integrator auskommt [46]. Bei diesem Ansatz wird mit einer Regelung die induzierte Spannung abschnittsweise konstant vorgegeben [22]. Der verkettete magnetische Fluss hängt von der Höhe der Eingangsspannung und der Messzeit ab. So kann die Bestimmung des verketteten Flusses durch Integration vereinfacht nach Gleichung 3.5 erfolgen. Ein bereits vorhandener Gleichfluss Ψ_0 kann hier nicht erfasst werden. Zur Erstellung einer $\Psi(i)$ -Kennlinie wird der Strom $i(t)$ in konstanten Zeitabständen gemessen und aufgezeichnet. Die

$\Psi(i)$ -Kennlinie ergibt sich aus der Kombination der Messwerte $i(t)$ und dem berechneten Ψ :

$$\Psi(t) = u_{ind} \cdot t + \Psi_0. \quad (3.5)$$

Zur Realisierung dieses Messverfahrens sind ein analoger Verstärker und eine präzise Eingangsspannungserzeugung erforderlich. Durch den Wegfall des Integrators ergibt sich eine kostengünstige Lösung zur Gerätekonfiguration. Eine kommerzielle Realisierung dieses Messprinzips wird unter dem Namen MagHyst angeboten [98].

Das Messverfahren wurde für die quasistatische Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von Materialproben entwickelt. Aufgrund des eingeschränkten Messgeschwindigkeitsbereichs ist eine Bewertung dynamischer Effekte nur bedingt möglich. Wegen der Funktionsweise des Messverfahrens kann der Messung keine äquivalente Anregungsfrequenz zugeordnet werden. Weder der Verlauf des verketteten magnetischen Flusses noch der des erregenden Stroms entsprechen der in den Normen zur Messung magnetischer Eigenschaften im Wechselfeld geforderten Sinusform. Eine Messung mit konstanter Flussänderungsgeschwindigkeit kann nur für eine vergleichende Prüfung eingesetzt werden, wenn Kunde und Lieferant nach diesem Verfahren messen. Andernfalls stellt sich stets die Frage der Vergleichbarkeit der Messungen mit den nach DIN durchgeführten Messungen.

Eine Besonderheit dieses Messverfahrens ist die Einspulenmessung für Aktoren, die im folgenden Abschnitt behandelt wird.

3.5 Einspulenmessung

3.5.1 Messgeräte mit Einspulenmessung

Bei Aktoren ist der Einsatz einer Sekundärwicklung zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften in den meisten Fällen problematisch. Bei hochintegrierten, gekapselten Magnetkreisen, z. B. bei Proportionalhydraulikmagneten, ist der Eisenkreis nicht zugänglich und das Einbringen von Zusatzspulen nicht möglich. Zusätzliche Wicklungen um den zu messenden Magnetkreis und deren Kontaktierung kommen bei Massenprodukten aus Kostengründen nicht in Frage.

Mit der Einspulenmessung ist es möglich, Baugruppen und fertig montierte Aktoren mit den dort enthaltenen Wicklungen zu prüfen. Durch den Wegfall der Messwicklung ergibt sich auch bei der konstruktiven Umsetzung von angepassten Messadaptoren ein deutliches Vereinfachungspotenzial.

Bisher wird die Einspulenmessung in der Praxis selten genutzt. Eine mögliche Realisierung wurde von Glet [47], [46] vorgestellt. Die vereinfachte Umsetzung ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

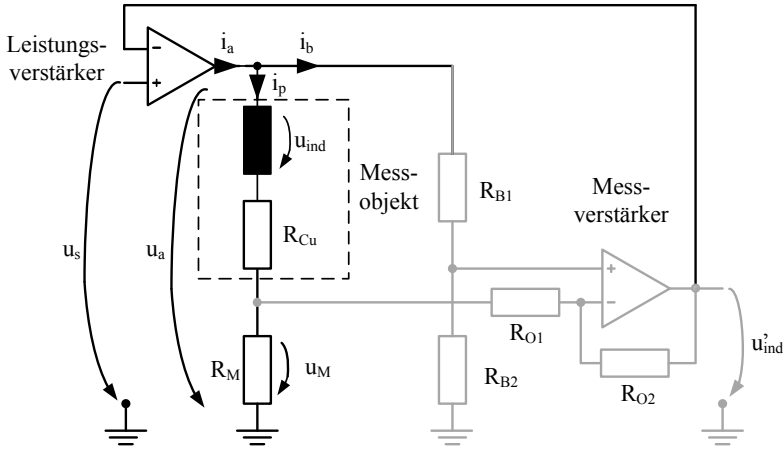


Abbildung 3.3: MagHyst Messprinzip zur Ermittlung der $\Psi(i)$ -Kennlinien mit der Primärspule [46], [22]

Zur Messung der $\Psi(i)$ -Kennlinien muss die in der Erregerspule induzierte Gegenspannung u_{ind} erfasst werden. Dies erfolgt mit der dargestellten Brückenschaltung. Der in Abbildung 3.3 grau dargestellte Teil der Schaltung bildet einen Differenzverstärker, der nach [65] die Gleichung 3.6 erfüllt:

$$u'_{ind} = \left(\frac{R_{O1} + R_{O2}}{R_{O1}} \right) \cdot \left(\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right) \cdot u_a - \frac{R_{O2}}{R_{O1}} \cdot u_M. \quad (3.6)$$

Vor der eigentlichen Messung erfolgt ein Gleichspannungsabgleich der aus R_{CU} , R_M , R_{B1} und R_{B2} bestehenden Brücke. Dazu wird über den Verstärker eine Gleichspannung an die Brücke angelegt und u'_{ind} auf 0 V eingestellt.

Der Spannungsteiler R_{B1} und R_{B2} wird mit einem multiplizierendem digital-analog-Konverter (DAC) realisiert und ist damit einstellbar. Er ist entsprechend hochohmig ausgeführt, sodass der Strom i_b durch diesen Brückenweig im Vergleich zum Strom durch die Erregerspule i_p vernachlässigt werden kann. Für den Abgleich ergibt sich die Bedingung:

$$0 = \left(\frac{R_{O1} + R_{O2}}{R_{O1}} \right) \cdot \left(\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right) \cdot u_a - \frac{R_{O2}}{R_{O1}} \cdot u_M. \quad (3.7)$$

Die Spannung über den Messwiderstand u_M kann mit Hilfe der Ausgangsspannung u_a und des linken Brückenweiges beschrieben werden:

$$u_M = \frac{R_M}{R_M + R_{Cu}} \cdot u_a. \quad (3.8)$$

Aus Gleichungen 3.7 und 3.8 folgt:

$$0 = \left(\frac{R_{O1} + R_{O2}}{R_{O1}} \right) \cdot \left(\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right) \cdot u_a - \frac{R_{O2}}{R_{O1}} \cdot \left(\frac{R_M}{R_M + R_{Cu}} \right) \cdot u_a. \quad (3.9)$$

Wird $R_{O1} = R_{O2}$ gewählt und ist die Ausgangsspannung $u_a \neq 0$, ergibt sich die Einstellregel für den DAC:

$$\frac{R_M}{R_M + R_{Cu}} = 2 \cdot \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}. \quad (3.10)$$

Ein auf diese Weise abgeglichener Differenzverstärker kann im Messbetrieb mit Gleichung 3.11 beschrieben werden:

$$u'_{ind} = 2 \cdot \left(\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right) \cdot u_a - u_M. \quad (3.11)$$

Bei Vernachlässigung des geringen Stroms in die Operationsverstärkerschaltung durch den hochohmigen R_{O1} fällt über der Reihenschaltung aus R_{Cu} und R_M die Spannung $u_a - u_{ind}$ ab. Die Spannung über dem Messwiderstand beträgt:

$$u_M = \frac{R_M \cdot (u_a - u_{ind})}{R_{Cu} + R_M}. \quad (3.12)$$

Setzt man Gleichung 3.12 in Gleichung 3.11 ein, so erhält man:

$$u'_{ind} = 2 \cdot \left(\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right) \cdot u_a - \frac{R_M}{R_{Cu} + R_M} \cdot u_a + \frac{R_M}{R_{Cu} + R_M} \cdot u_{ind}. \quad (3.13)$$

Ist die Messbrücke mit Gleichspannung abgeglichen, wurde das Widerstandsverhältnis aus Gleichung 3.10 eingestellt. Aus Gleichung 3.10 und 3.13 folgt:

$$u'_{ind} = 2 \cdot \left(\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \right) \cdot u_{ind}. \quad (3.14)$$

Geht man davon aus, dass es sich bei dem Leistungsverstärker um ein ideales Bauteil handelt, beträgt die Differenzspannung u_D zwischen invertierendem und nicht invertierendem Eingang 0 V:

$$u_D = u_s - u'_{ind}. \quad (3.15)$$

Die Berechnungsgleichung für die in der Spule induzierte Spannung u_{ind} aus der am Messverstärker gemessenen Spannung u'_{ind} und den Werten des Spannungsteilers R_{B1} und R_{B2} ist:

$$u_{ind} = \frac{R_{B1} + R_{B2}}{2 \cdot R_{B2}} \cdot u'_{ind}. \quad (3.16)$$

Bei dem hier beschriebenen Messprinzip werden zwei Annahmen getroffen, die den Messaufwand deutlich reduzieren. Zum einen wird davon ausgegangen, dass der ohmsche Widerstand der Wicklung des Messobjektes konstant bleibt und damit der Brückenabgleich nur einmal zu Beginn der Messung durchgeführt werden muss. Zum anderen wird der Leistungsverstärker als ideal betrachtet und eine abschnittsweise konstante induzierte Spannung vorausgesetzt. Im weiteren Verlauf soll anhand eines Beispiels gezeigt werden, dass diese Annahmen nicht in allen Messsituationen zutreffen.

3.5.2 Grenzen bestehender Messsysteme mit Einspulenmessung

Die Abbildungen 3.4 und 3.5 zeigen die Ergebnisse von Einspulenmessungen mit der an der TU Ilmenau entwickelten Version des Messgerätes MagHyst an

einem bewickelten Statorblechpaket ohne mathematische Korrekturen. Der äußere Ring des Pakets hat die Abmessungen Außendurchmesser 135 mm, Innendurchmesser 118 mm, Höhe 40 mm. Es sind 72 Windungen mit $2,5 \text{ mm}^2$ aufgebracht und der ohmsche Widerstand beträgt $0,1 \Omega$. Die in Abbildung 3.4(a) dargestellte Messung wurde mit einer für die Probe niedrigen Flussänderungsgeschwindigkeit von $0,1 \text{ V}$ durchgeführt. Man erkennt, dass die $\Psi(i)$ -Kurve nicht geschlossen ist. Der Stromfluss während der Messung, die insgesamt $1,5 \text{ s}$ dauert, führt aufgrund von Erwärmung zu einer Erhöhung des Widerstandes der Spule.

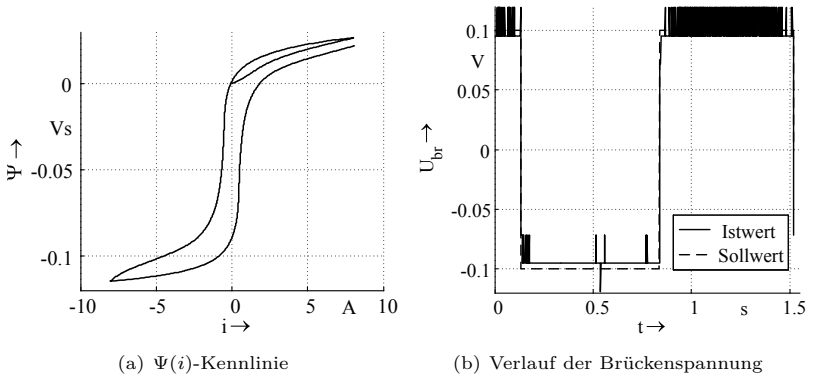


Abbildung 3.4: MagHyst-Messung mit niedriger Flussänderungsgeschwindigkeit bei $0,1 \text{ V}$ Vorgabe für induzierte Spannung

Da der ohmsche Anteil des Spannungsabfalls über der Spule steigt und dies bei der Bestimmung der induzierten Spannung nicht berücksichtigt wird, ist die tatsächliche Flussänderung kleiner als angenommen. Die Messbrücke muss neu abgeglichen werden, da sich das Verhältnis Messwiderstand zu Kupferwiderstand geändert hat. Damit ist die Bestimmung von Ψ nach Gleichung 3.5 unzulässig. Das Ausmaß der Temperaturdrift wird durch den Vergleich mit einer in kürzerer Zeit durchgeführten Messung deutlich (Abbildung 3.6(a)). Bei diesem Messprinzip darf eine gewisse Flussänderungsgeschwindigkeit nicht unterschritten werden. Ferner bedeuten geringe Änderungsgeschwindigkeiten kleine induzierte Spannungen und damit ein ungünstiges Signal-Rausch-Verhältnis für die analoge Regelung.

Abbildung 3.4(b) zeigt die Brückenspannung während der Messung. Sie weist den gewünschten rechteckigen Verlauf auf. Die Sprünge im Kurvenverlauf kommen von der begrenzten Auflösung des integrierten analog-digital-Wandlers (ADC). Die Aufzeichnung der Brückenspannung im Gerät dient nur der Visualisierung des Messablaufs. Für die Auswertung wird angenommen, dass der vorgegebene Sollwert exakt über die Regelung eingestellt wird. Hierdurch entsteht eine weitere Fehlerquelle, da der reale Verlauf der Brückenspannung vom idealen abweichen kann.

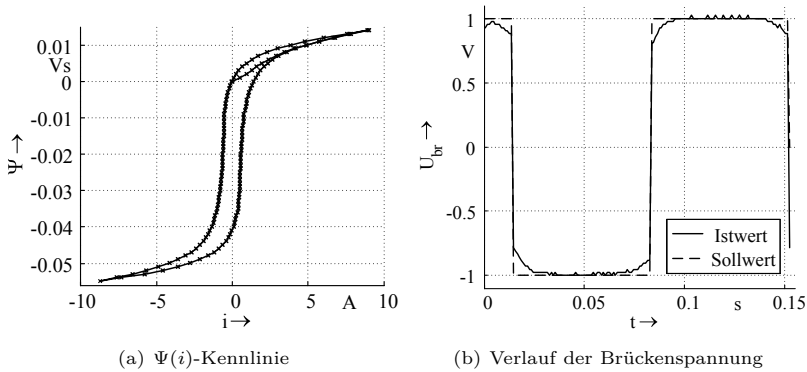


Abbildung 3.5: MagHyst-Messung mit hoher Flussänderungsgeschwindigkeit bei 0,9 V Vorgabe für induzierte Spannung

Für die in Abbildung 3.5(a) dargestellte Messung wurde die vorgegebene induzierte Spannung auf einen Wert von 0,9 V eingestellt. Die Messung läuft so schnell ab, dass der Einfluss der Temperaturerhöhung auf das Messergebnis gering ist. Im Verlauf der Brückenspannung zeigen sich Abrundungen (Abbildung 3.5(b)). Diese entsteht durch den begrenzten Frequenzgang der eingesetzten Leistungselektronik. Diese Beschränkung ergibt sich aus der Forderung nach einem universellen Messgerät für einen weiten Bereich von ohmschen und induktiven Lasten. Die Regelung der Sekundärspannung erfolgt analog. Die Parameter sind fest vorgegeben und können nicht an die tatsächlich angeschlossene Last angepasst werden. Für niederohmige Lasten mit geringer Induktivität muss die Elektronik entsprechend bedämpft werden, um ein Aufschwingen des Regelkreises wirksam zu unterdrücken. Diese

Bedämpfung begrenzt den Anstieg des Primärstroms. Bei Messungen mit hoher Ummagnetisierungsgeschwindigkeit kommt es so zu Abweichungen der Regelgröße. Die Grenzfrequenz des Leistungsverstärkers liegt nach Herstellerangaben bei 400 Hz (-3dB).

Da der Verlauf der induzierten Spannung nicht konstant ist, muss der verkettete Fluss mittels Integration berechnet werden. Einer der angeführten Hauptvorteile dieses Messprinzips entfällt. Die reale Hysteresekurve verläuft im Sättigungsbereich deutlich flacher als die, nach Gleichung 3.5 berechnete (Abbildung 3.6(b)). Dies deckt sich mit Beobachtungen von MagHyst-Nutzern, welche besagen, dass bei der Messung von Materialeigenschaften an Ringkernproben mit der Einspulenmessmethode bei hoher Aussteuerung deutlich steilere Kennlinien gemessen werden als bei der mit Primär- und Sekundärwicklung. Die Messung über die Erregerspule muss mit einer wesentlich höheren induzierten Spannung erfolgen als bei der Messung mit Sekundärspule, um den Abgleichfehler durch die Widerstandserhöhung bei der Erwärmung der Erregerspule möglichst gering zu halten. Bei der vergleichsweise langsamen Sekundärspulenmessung treten keine Abweichungen im Verlauf der induzierten bzw. Brückenspannung auf. So sind die Kennlinien flacher und entsprechen der Realität.

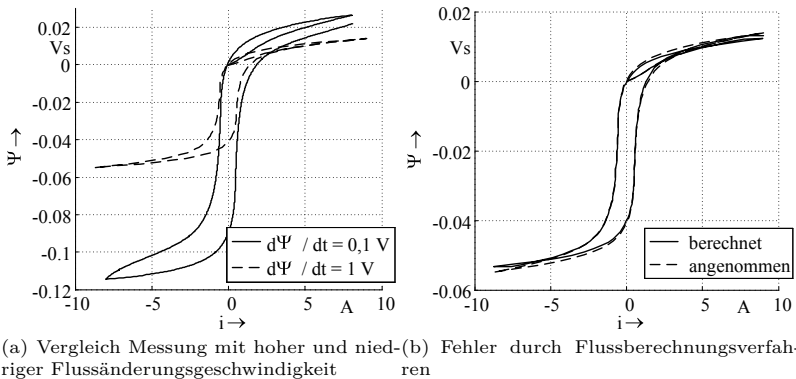


Abbildung 3.6: MagHyst-Messung mit hoher Flussänderungsgeschwindigkeit

Prinzipbedingt ist der Strommesswiderstand R_M Teil der Messbrücke. Ein Brückenabgleich kann nur dann sicher erfolgen, wenn der Wert des Messwiderstands in einem bestimmten Verhältnis zum ohmschen Widerstand der Last steht. Unterscheiden sich die Widerstandswerte um Größenordnungen, ergeben sich durch die fest vorgegebene Schrittweite des Spannungsteilers große Sprünge im einzustellenden Verhältnis. Besonders stark wirkt sich dies aus, wenn der ohmsche Widerstand der Spule deutlich kleiner ist als der Messwiderstand. Dies ist häufig bei schnell schaltenden Aktoren der Fall. Eine kleine Änderung von R_{Cu} durch Temperaturerhöhung führt zu einer großen Änderung des Widerstandsverhältnisses und damit zu einem großen Fehler.

Ein hoher Wert des Messwiderstandes führt bei großen Strömen zu erheblicher Verlustleistung. Obwohl Präzisionswiderstände mit niedrigen Temperaturkoeffizienten eingesetzt werden, wird die Genauigkeit der Strommessung negativ beeinflusst. Ein an die Last anpassbarer Messwiderstand reduziert die hier geschilderten Einflüsse deutlich.

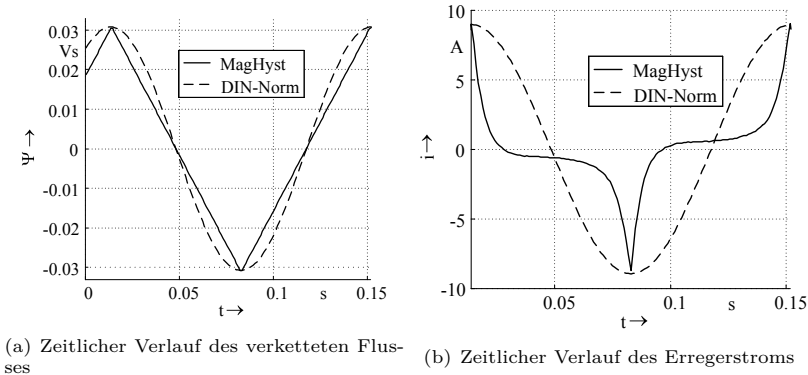


Abbildung 3.7: Messablauf nach DIN und MagHyst-Prinzip

Abbildung 3.7 zeigt die charakteristischen Verläufe des Erregerstroms und des verketteten Flusses, die sich bei der Vorgabe einer konstanten Sekundärspannung einstellen. Je größer der Betrag des Stroms ist, desto größer wird seine zeitliche Änderung. Die Messung des Primärstroms erfolgt zeitdiskret. Schaltet ein Aktor erst knapp unter dem gewählten Maximalstrom,

bedeutet das, dass der Schaltvorgang aufgrund der großen zeitlichen Änderung mit vergleichsweise wenigen Messpunkten aufgelöst wird, wie die Verteilung der Messpunkte in Abbildung 3.5(a) zeigt. Der Zeitgradient des Stroms ist maßgeblich vom Induktivitätsverlauf des Messobjekts abhängig. Werden Prüflinge mit kleiner Induktivität gemessen, ist eine hohe Stromänderung nötig um eine bestimmte induzierte Spannung zu erzeugen. Dies verstärkt den Effekt noch.

Der entscheidende Vorteil dieser Messmethode ist das direkte Messen und Bewerten der Systemeigenschaften eines teilweise oder vollständig montierten elektromagnetischen Antriebes ohne die Notwendigkeit, eine zusätzliche Messspule aufbringen zu müssen. Durch die Messung der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien bei konstanten Luftspalten δ kann die magnetische Energie der Magnetaktoren ermittelt werden, die im Idealfall in mechanische Energie umgesetzt werden kann. Von Kallenbach [52] werden die Zusammenhänge zwischen den gespeicherten und umsetzbaren Energien dargelegt. Damit sind sowohl qualitative als auch quantitative Vergleiche zwischen Elektromagneten möglich.

Gleichzeitig kann die vorhandene magnetische Hysterese gemessen und dadurch das nichtlineare Übertragungsverhalten von elektromagnetischen Aktoren charakterisiert und kompensiert werden [43], [57].

Im folgenden Kapitel wird ein Konzept für ein Einspulenmessverfahren vorgestellt, das die Messung statischer und dynamischer magnetischer Eigenschaften an einer Vielzahl von Proben bei frei wählbarer Erregung erlaubt.

4 Konzeption eines universellen Prüfaufbaus

4.1 Konzept

Den Ausgangspunkt für die Realisierung eines Prüfstandes zur Bestimmung von statischen und dynamischen Eigenschaften von Magnetkreisen bildet der in Abbildung 4.1 schematisch dargestellte Versuchsaufbau.

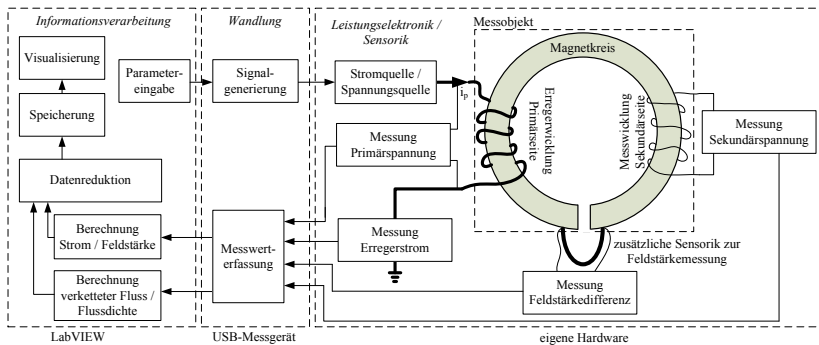


Abbildung 4.1: Funktionsstruktur eines Messaufbaus für die Bestimmung magnetischer Eigenschaften von Aktoren und Aktorbaugruppen [81]

Die für die Umsetzung der Aufgabe benötigten Komponenten lassen sich in drei Gruppen gliedern. Die erste Gruppe stellen die elektrischen und elektronischen Komponenten dar, welche die magnetische Erregung erzeugen und die magnetischen Größen in elektrische wandeln. Die zweite Einheit ist die analog-digital- und digital-analog-Wandlung. Die Berechnung der magnetischen Größen aus den zeitlichen Verläufen der gemessenen elektrischen Größen und die Auswertung der Messung werden von der dritten Gruppe, der Informationsverarbeitung, realisiert.

Als Messprinzip ist die Induktionsmethode geeignet. Häufig wird dieses Verfahren für die Messung der magnetischen Eigenschaften von Elektrotechnik

eingesetzt. Bei der Prüfung von Elektrolech wird ein symmetrischer sinusförmiger Verlauf der Flussdichte vorgegeben (Abschnitt 3.2). Die beschriebenen Messverfahren mit frei wählbarer Anregung beschränken sich ebenfalls auf symmetrische Aussteuerung. Um Gleichanteile im Erregerstrom, die durch Offsets der Komponenten der Messstrecke oder durch Drift der Regleralgorithmen entstehen, zu vermeiden, werden Transformatorkopplungen eingesetzt [93], [115].

Neutrale, auf Reluktanzkraft beruhenden Aktoren, wie z. B. Elektromagnete, Schrittmotoren und SR-Motoren, werden unipolar angesteuert. Bei unipolarer Erregung findet eine Auf- und Abmagnetisierung und keine Ummagnetisierung des Magnetkreismaterials statt. Die im Material entstehenden Verluste sind geringer als bei bipolarer Aussteuerung. Um der Forderung nach einer Messung unter Betriebsbedingungen nachzukommen, müssen auch frei definierbare unipolare Verläufe möglich sein. Wird das Messobjekt über einen Transformator angesteuert, ist ein Gleichanteil in der Erregung nicht möglich. Ferner sind Übertrager mit einer Leistung im kW-Bereich und einer Blechung, die Anregungsfrequenzen von mehreren kHz erlaubt, kostenintensive Bauteile, deren Anwendung in dem hier vorgestellten Konzept vermieden werden soll.

Zur Realisierung von unipolaren Aussteuerungen ist eine Vorgabe des Erregerstroms bzw. der Feldstärke günstiger als die sonst übliche Vorgabe der induzierten Spannung bzw. Flussdichte. Der Erregerstrom wird direkt gemessen und nicht über Induktionsmethoden, bei denen keine Gleichanteile erfasst werden können. Symmetrische Erregungsverläufe können bei Vorgabe des Stroms ohne Filter oder Trenntransformatoren erzeugt werden.

Die für die Induktionsmethode nötigen Messungen können analog oder digital durchgeführt werden [16]. Der hier vorgestellte Messaufbau soll innerhalb der Produktion von elektromagnetischen Antrieben zum Einsatz kommen. Es ist nötig, die Prüfzeit auf ein Minimum zu reduzieren und den Prozess so sicher wie möglich zu gestalten. Eine Automatisierung des Prüfprozesses ist am einfachsten durch den Einsatz digitaler Messsysteme möglich. Die Bedienung dieser Komponenten ist rechnergestützt möglich und die Messwerte können direkt im Computer verarbeitet werden.

Wenn die Reproduzierbarkeit einer Messung gesichert ist, ist die Bestimmung magnetischer Eigenschaften bei ausreichender Genauigkeit mit beschränkter

Auflösung möglich [116]. Dies bedeutet, dass in besonderem Maße Offsets und Drift der einzelnen Komponenten berücksichtigt werden müssen. Sämtliche in der Messstrecke enthaltenen elektronischen Baugruppen werden gleichspannungsgekoppelt ausgeführt. Dies ermöglicht zum einen eine Kalibrierung der Messstrecke mit Spannungsnormalen und erlaubt zum anderen einen automatisierten Gleichspannungsableich zu Beginn jeder Messung.

Die Ungenauigkeit der Integration wird von Offsetspannungen und deren Drift bestimmt. Da als Erregergröße der Strom gewählt wird, muss der verkettete Fluss nicht in Echtzeit bestimmt werden. Die Berechnung des verketteten Flusses aus den gemessenen Größen erfolgt im Nachhinein numerisch. Eine Driftkompensation [45] kann softwareseitig durchgeführt werden und es steht ausreichend Zeit für Filteralgorithmen zur Verfügung. Ein schneller analoger Integrator wird nicht benötigt.

Im Bereich elektromagnetischer Aktoren ist es oft üblich, die weichmagnetischen Materialien deutlich in der Sättigung zu betreiben, um einerseits Material einzusparen und andererseits geforderte dynamische Eigenschaften zu erreichen. Die für das Messkonzept nötige Stromquelle muss somit eine entsprechende Aussteuerung für eine Vielzahl von Probegeometrien realisieren können. Bei ausreichender Stromreserve kann die für die Messung benötigte Windungsanzahl verkleinert werden. Dies erlaubt einfachere konstruktive Lösungen für Messadapter und reduziert den Bewicklungsaufwand von Ringkernproben. Für eine wirksame Stromeinprägung bei induktiven Lasten ist aufgrund der stark frequenz- und aussteuerungsabhängigen Induktivität zusätzlich eine hohe Betriebsspannung erforderlich.

Kostengünstige kommerzielle Stromquellen besitzen in der Regel bei einem großen Lastbereich eine eingeschränkte Dynamik, können nur an einer Last betrieben werden oder sind in ihrer Leistung begrenzt. Für die in der Literatur beschriebenen Messplätze zur Bestimmung magnetischer Eigenschaften wird oft eine Kaskadenstruktur aus Stromregler und Spannungsverstärker als Stromquelle genutzt [21]. Durch Umgehung des Stromreglers ist es möglich, Aktoren mit Spannungseinprägung zu messen. Wird ein digitaler Regler verwendet, kann die Komplexität von der Hard- in die Software verlagert werden.

Da die Last vor der Messung nicht bekannt ist, muss der Regler in der Stromquelle adaptiv gestaltet sein. Benötigt wird ein Reglerkonzept, das Nichtlinea-

ritäten zulässt und einen großen Bereich von Streckenparametern abdecken kann ohne instabil zu werden. Vollständig analog aufgebaute Regler sind nur schwer adaptiv zu gestalten. Eine Alternative zu klassischen digitalen Reglern stellen die iterativen Steuerungen [9] dar. Steuerungen sind im Vergleich zu Regelungen stets stabil. Diese auch als digitale Rückkopplung bezeichneten Verfahren ermöglichen aufgrund ihrer diskontinuierlichen Funktionsweise hohe Anregungsfrequenzen und sind mit geringem Hardwareaufwand realisierbar.

Die Steuerungsalgorithmen sind flexibel und können eine Dynamik erreichen, die bei linearen Reglern bereits zu Instabilitäten führt. Aufgrund ihrer Eigenschaften sind sie jedoch nur für Strecken geeignet, die sich bei jedem Messzyklus reproduzierbar verhalten. Für die Bewertung von Aktoren im Betrieb sind diese Verfahren deshalb nur eingeschränkt geeignet.

Um alle Messaufgaben sicher erfüllen zu können, wird neben einer iterativen Steuerung ein alternativ nutzbarer analoger Stromregler im Messgerätekonzzept vorgesehen. Um auch diesen an verschiedene Lastfälle anpassbar zu gestalten, wird in das Rückkopplungsnetzwerk der analogen Schaltung ein DAC integriert. Hierdurch sind die Reglerparameter digital einstellbar. Beide Reglervarianten können mit geringem Aufwand in einem Gerät realisiert werden.

Im Folgenden werden Ansätze für die Realisierung der für den Messaufbau benötigten Komponenten vorgestellt.

4.2 Komponenten

4.2.1 Strommessung

Die Strommessung ist für das Messkonzept von wesentlicher Bedeutung. Der gemessene Strom wird für die Berechnung der magnetischen Eigenschaften verwendet, ist Istgröße für den Regler und zugleich Abgleichgröße für den Offset der Leistungselektronik.

Das geforderte Spektrum der zu messenden Lasten benötigt einen großen Strommessbereich. Hochohmige Schaltmagnete benötigen wenige mA, wogegen Materialproben mit bis zu 50 A angesteuert werden sollen, um

eine geringe Anzahl an Erregerwindungen zu ermöglichen. Das Strommessprinzip muss gewährleisten, dass sowohl kleine als auch große Messbereiche mit ausreichender Genauigkeit messbar sind.

Für die Strommessung werden meist induktionsarme Messwiderstände mit einem geringen frequenzabhängigen Scheinwiderstand oder Stromwandler eingesetzt [32]. Stromwandler haben den entscheidenden Vorteil, dass sie annähernd rückwirkungsfrei und potentialfrei arbeiten. Auf diese Weise können sie an beliebiger Stelle im Strompfad angeordnet werden. Leitungswiderstände führen nicht zu Messabweichungen [56], [95].

Die Messungenauigkeit der Stromwandler ist nicht ausreichend, um mit einem Sensor den gesamten benötigten Messbereich abzudecken. Das genaueste derzeit verfügbare Modell des Marktführers LEM IT 60-S ULTRASTAB weist einen Fehler von $\pm 0,02725\%$ bei einem Messbereich von 60 A auf [56]. Dies entspricht $\pm 16\text{ mA}$ oder bei der Beispielmessung in Abschnitt 5.2.1 $\pm 20\%$ des Messbereiches von 0,8 A. Für die Messung von kleinen Strömen sind zusätzliche Wandler mit angepasstem Messbereich nötig. Aufgrund der begrenzten Überlastfestigkeit der Wandler ist es nicht möglich, diese in Reihe zu schalten. Der Strompfad muss folglich umschaltbar gestaltet werden. Das bedeutet zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand. Ferner besitzen die eisenbehafteten Versionen der Wandler neben einem abgleichenbaren variablen Offset eine Hysterese.

Deshalb wird im Demonstrator für die Strommessung ein induktionsarmer, temperaturstabiler Messwiderstand eingesetzt. Die Anordnung des Widerstandes kann entweder vor oder nach der Last erfolgen (Abbildung 4.2(b)). Befindet sich der Widerstand vor der Last, wird ein Differenzverstärker benötigt, da das Potential vor und nach dem Widerstand nicht der Masse entspricht. Nimmt man an, dass in einem Betriebsfall des Messgerätes die gesamte mögliche Spannung der Endstufe über der Last abfällt und nur ein geringer Strom fließt, dann liegt an beiden Eingängen des Differenzverstärkers eine Gleichspannung von bis zu 100 V an. Diese hohe Gleichspannung schränkt die Auswahl zur Verfügung stehender Bauteile für die Messung deutlich ein. Der Vorteil dieser Konfiguration ist, dass die Spannungsmessung über der Last für die Einspulenmessung mit wenig Aufwand potenzialbezogen gemessen werden kann. Eine weitere Möglichkeit der High-Side-Strommessung ist die Verwendung eines Stromspiegels. Die Linearität und die Temperaturstabilität diskret aufgebauter Stromspiegel ist aufgrund der produktionsbedingten

Toleranzen der benötigten Transistoren eingeschränkt [106]. Der Eingangsbereich der integrierten Schaltungen ist in der Regel auf kleine Ströme begrenzt und es ist nicht möglich, den gesamten Strombereich mit einem Sensor mit entsprechender Ungenauigkeit abzubilden.

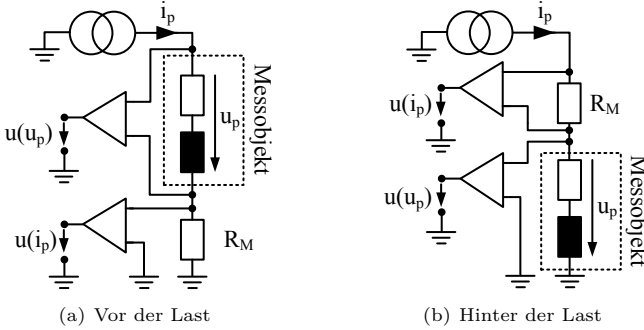


Abbildung 4.2: Mögliche Anordnungen eines Messwiderstandes bezüglich der an eine Quelle angeschlossenen Last

Gewählt wurde die Platzierung des Messwiderstands zwischen Last und Masse (Abbildung 4.2(a)). An dieser Stelle ist es möglich, die Spannung über dem Messwiderstand direkt mit der Messwerterfassungshardware zu bestimmen. Bei der Messung bezüglich Masse stellen Spannungsabfälle über dem ohmschen Widerstand der Leitung vom Messwiderstand zum Massepunkt eine Fehlerquelle dar. Um diese zu vermeiden wird die Spannung über dem Messwiderstand mit Hilfe eines differentiellen Instrumentenverstärkers gemessen [35]. Die Gleichspannung an den differentiellen Eingängen entspricht dem Spannungsabfall über der Masseleitung und ist damit gering. Die Potentialfreie Messung der Erregerspannung für die Einspulenmessung ist aufgrund der größeren Spannungsamplitude im Vergleich zum Spannungsabfall über dem Messwiderstand einfacher zu realisieren.

Eine Einstellung des Strombereichs kann durch eine Anpassung des Messbereichs der Messwerterfassung realisiert werden. Die gewählte Elektronik (Abschnitt 4.2.3) verfügt über variable Messbereiche mit automatischer Bereichsauswahl [105]. Zusätzlich kann die Verstärkung des Instrumentenverstärkers digital auf 1, 10, 100 oder 1000 eingestellt werden [35]. Mit der Wahl

einer Verstärkung größer 1 kann die Auflösung der Strommessung bei kleinen Amplituden erhöht werden. Durch den zusätzlichen Verstärker muss bei höheren Frequenzen der Frequenzgang des Strommessers berücksichtigt werden [32]. Das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt beträgt 1 MHz. Somit liegt die Grenzfrequenz bei einer Verstärkung von 1000 bei 1 kHz.

Im weiteren Verlauf wird exemplarisch die Ungenauigkeit der Strommessung für das Beispiel in Abschnitt 5.2.1 abgeschätzt. Der eingesetzte Shunt hat einen Widerstand R von $0,05 \Omega$ und einen Temperaturkoeffizienten von $\pm 1 \text{ ppm/K}$. Die Verstärkung V des Differenzverstärkers hat eine Toleranz von $\pm 0,025 \%$ und ist auf 10 eingestellt. Die Spannung U am Ausgang des Messverstärkers wird mit einem Fehler von $\pm 100 \text{ ppm}$ des eingestellten Messbereichs von $0,4 \text{ V}$ erfasst. Der Strom I ergibt sich aus:

$$I = \frac{U}{R \cdot V}. \quad (4.1)$$

Nach den Regeln der Fehlerfortpflanzung berechnet sich der maximale Fehler des gemessenen Stromes nach:

$$\Delta I_{max} = \pm \left(\left| \frac{\partial I}{\partial U} \cdot \Delta U_{max} \right| + \left| \frac{\partial I}{\partial R} \cdot \Delta R_{max} \right| + \left| \frac{\partial I}{\partial V} \cdot \Delta V_{max} \right| \right). \quad (4.2)$$

$$\Delta I_{max} = \pm \left(\left| \frac{1}{R \cdot V} \cdot \Delta U_{max} \right| + \left| -\frac{U}{R^2 \cdot V} \cdot \Delta R_{max} \right| + \left| -\frac{U}{R \cdot V^2} \cdot \Delta V_{max} \right| \right). \quad (4.3)$$

Bei einer Erwärmung des Messwiderstands und des Messverstärkers um 20 K ergibt sich über die Fehlerfortpflanzung bei einem Strom von $0,8 \text{ A}$ ein maximaler Fehler von $0,3 \text{ mA}$. Der für diesen Fall abgeschätzte Fehler liegt bei $0,05 \%$. Mit den getroffenen Einstellungen steht eine Bandbreite von 80 kHz (-3 dB) zur Verfügung. Den größten Einfluss auf den Gesamtfehler hat der Messwiderstand. Der exakte Wert wird deshalb vor dem Einbau des Bauteils bestimmt. Ferner ist es günstig, in regelmäßigen Abständen eine Kalibrierung vorzusehen. Weiter ist zu beachten, dass der Fehler der Strommessung vom Messbereich der Erfassungshardware abhängt. Es ist günstig, durch die Wahl einer geeigneten Vorverstärkung den Messbereich so weit wie möglich auszunutzen. Der verwendete Instrumentenverstärker wird auch mit einstellbaren Verstärkungen von 1, 2, 4 und 8 angeboten. Mit diesem ist eine feinere

Bereichsanpassung möglich. Der Offset der Strommessstrecke wird vor jeder Messung abgeglichen, sodass er keinen Einfluss auf das Ergebnis hat. Wird ein Messwiderstand mit ausreichend hoher zulässiger Verlustleistung P_v bzw. mit Kühlung eingesetzt, kann die Strommessstrecke für den vollständigen Messbereich bis 50 A genutzt werden.

4.2.2 Spannungsverstärker

Mit dem Prüfstand sollen sowohl quasistatische Messungen im Bereich unter 1 Hz als auch Dynamikuntersuchungen an Aktoren mit Schaltzeiten von unter 1 ms durchgeführt werden. Dementsprechend muss auch der eingesetzte Leistungsverstärker eine entsprechende Bandbreite aufweisen.

Für die Messung magnetischer Eigenschaften werden analoge Leistungsverstärker aus dem Audio-Bereich empfohlen [115]. Mit analogen Schaltungen kann man ein gutes Übertragungsverhalten mit begrenztem Aufwand erzeugen [94]. Audio-Verstärker besitzen zum Schutz der angeschlossenen Lasten eine Wechselspannungskopplung des Eingangssignals und Schutzmaßnahmen gegen Gleichspannung am Ausgang. Um vor jeder Messung einen automatisierten Abgleich der Messstrecke durchführen zu können, ist eine Gleichspannungskopplung des Verstärkers nötig. Ein weiterer Punkt, der gegen die Verwendung von Audioverstärkern spricht ist, dass die zu messende Proben weit außerhalb des für diese Verstärker vorgesehenen Impedanzbereichs von $1\ \Omega$ bis $16\ \Omega$ liegen. Häufig werden die Messaufbauten auf den verwendeten Verstärker abgestimmt. Durch das nichtlineare Übertragungsverhalten der Proben kann es bei den für lineare Lasten abgeglichenen Endstufen zu Instabilitäten kommen.

In der Antriebstechnik werden als Stellglieder hoher Leistung meist getaktete Verstärker eingesetzt, da sie einen deutlich höheren Wirkungsgrad als analoge Verstärker aufweisen. Digital arbeitende Verstärker erzeugen den gewünschten Spannungsverlauf an ihrer Last durch eine Pulsweitenmodulation (PWM). Soll am Ausgang ein störungsfreies Signal erzeugt werden, ist ein an die Last angepasstes Ausgangsfilter nötig. Bei mit Chopperendstufen angesteuerten Antrieben wird in den meisten Fällen auf ein Ausgangsfilter verzichtet, da die Antriebe selbst Tiefpassverhalten aufweisen. Sind im Erregerstrom jedoch ungewünschte Oberschwingungen enthalten, führt dies im Magnetkreis der Antriebe zu erhöhten dynamischen Verlusten [31]. Des

Weiteren ist die PWM unter dem Gesichtspunkt der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) ungünstig. Leicht können durch die Taktung Störungen in analogen Schaltungsbereichen entstehen, die die Messgenauigkeit erheblich beeinflussen. Erste Versuche mit kommerziellen digitalen Endstufen haben dies gezeigt. Mögliche Störeinflüsse und der Filterungsaufwand bei unbekannten Lasten sprechen gegen digitale Verstärker.

Deshalb kommt im Demonstrator ein analoger, linearer Verstärker zum Einsatz, dessen Aufbau schematisch in Abbildung 4.3 dargestellt und an den von Audio-Verstärkern [39] angelehnt ist.

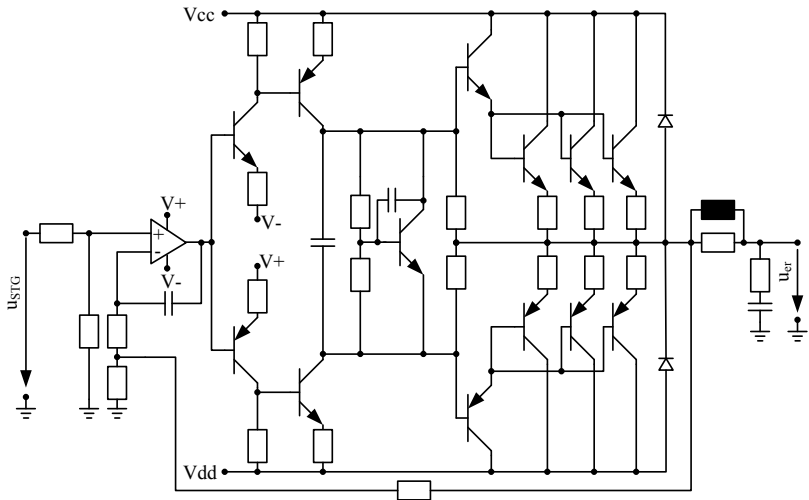


Abbildung 4.3: Prinzipschaltbild des im Demonstrator eingesetzten Leistungsverstärkers

Bei dem eingesetzten analogen Spannungsverstärker handelt es sich um einen Gegentakt-AB-Verstärker, der nach den Empfehlungen in [38], [94] und [96] realisiert wurde. Der Spannungsverstärker ist mehrstufig diskret aufgebaut mit einer Gegenkopplung über einen Operationsverstärker. Durch die äußere Rückkopplung über einen integrierten Operationsverstärker hoher Qualität wird der Verstärker temperaturstabil, drift- und offsetarm. Der Frequenzgang ist linear von Gleichspannung (DC) bis 800 kHz (-3dB).

In der Literatur [106] und von Halbleiterherstellern [75] werden für Verstärker mit hoher Leistung und gutem Übertragungsverhalten integrierte Operationsverstärker mit nachgeschalteter Stromverstärkerstufe vorgeschlagen. Der hier vorgestellte Schaltungsaufbau hat durch eine zusätzliche Spannungsverstärkerstufe den Vorteil, dass der Operationsverstärker nicht mit der gleichen Betriebsspannung wie die nachgeschaltete Leistungsstufe betrieben werden muss. Die Betriebsspannung der Schaltung wird nicht wie üblich durch den Operationsverstärker begrenzt. Ferner können für die äußere Gegenkopplung, die die dynamischen Eigenschaften der Endstufe bestimmt, Präzisionsschaltkreise eingesetzt werden, die üblicherweise nur für niedrige Betriebsspannungen hergestellt werden.

Durch die geforderte Gleichspannungskopplung können zu Beginn der Messung die Offsets der gesamten Messstrecke inklusive des Verstärkers abgeglichen werden. Dennoch ist ein möglichst geringer Startwert wünschenswert. Gerade bei schnellschaltenden Aktoren führen Offsets aufgrund des geringen ohmschen Widerstandes schnell zu einem Stromfluss, der über deren Nennstrom liegt und während des Abgleichprozesses zu Beschädigungen des Messobjekts führen kann.

Ein Nachteil von analogen Verstärkern ist ihr begrenzter, aussteuerungsabhängiger Wirkungsgrad. Bei Verstärkern hoher Leistung entstehen erhebliche Verluste, die bei der Konstruktion berücksichtigt werden müssen. Der Wirkungsgrad η eines im AB-Betrieb arbeitenden Leistungsverstärkers berechnet sich nach [106] aus dem Verhältnis der Ausgangsspannung und U_a und der Betriebsspannung U_b des Verstärkers:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\hat{U}_a}{U_b} \approx 0,785 \cdot \frac{\hat{U}_a}{U_b}. \quad (4.4)$$

Aufgrund der Eigenschaften ferromagnetischen Materials werden, wie in Kapitel 4.3 beschrieben, hohe Spitzenspannungen benötigt. Entspricht die Ausgangsspannung der angelegten Betriebsspannung kann der Verstärker theoretisch mit einem Wirkungsgrad von 78,5 % arbeiten. Der Mittelwert des Spannungsverlaufs liegt jedoch deutlich unter der Maximalamplitude, wodurch sich der Wirkungsgrad verschlechtert. Aus Gleichung 4.4 wird ersichtlich, dass eine Anpassung der Betriebsspannung an die benötigte Ausgangsspannung den Wirkungsgrad der Schaltung maximiert.

Bei quasistatischen Messungen mit niedrigen Frequenzen werden vergleichsweise geringe Spannungen benötigt, um ein Messobjekt auszusteuern. Hier dominiert der ohmsche Wirkwiderstand. Der induktive Blindwiderstand ist aufgrund der niedrigen Erregungsfrequenz klein. Zur Erhöhung des Wirkungsgrades und zur Reduzierung der Verlustleistung in den Leistungshalbleitern wird die Endstufe mit einer variablen symmetrischen Spannungsquelle betrieben. Die Betriebsspannung wird während der Messung auf die maximal auszugebende Spannung plus die über den Leistungstransistoren im ausgesteuerten Zustand abfallende Spannung eingestellt. Bei der Regelung über digitale Rückkopplung kann dieser Wert bereits vor der Messung ermittelt werden, da der zu erwartende Spannungsverlauf bekannt ist (Kapitel 4.3). Netzteile mit digital frei einstellbaren Werten sind kostenintensiv. Erfahrungsgemäß werden bei hohen Spannungen nur geringe Ströme und bei niedrigen Spannungen hohe Ströme benötigt. Berücksichtigt man diesen Sachverhalt, kann die Spannungsanpassung kostengünstig mit Festspannungsschaltnetzteilen aufgebaut werden. Durch eine entsprechende Reihen- und Parallelschaltung kann in diskreten Schritten eine Spannungsanpassung und Strombegrenzung erfolgen.

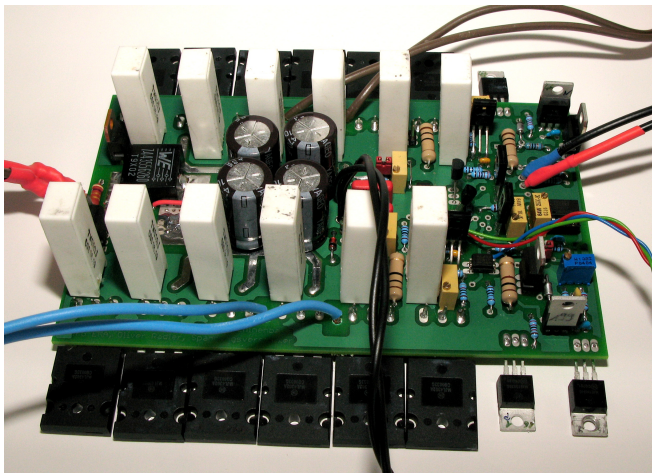


Abbildung 4.4: Leistungsverstärker mit voll bestückter Ausgangsstufe; zweilagiges Layout im Eurokartenformat

Um einer Zerstörung des Leistungsteils der Messhardware durch Überlast und Kurzschluss vorzubeugen, ist die Integration von Schutzmechanismen nötig. Eingesetzt wird die von Slone [96] beschriebene Schaltung zur analogen Leistungsbegrenzung. Bei dieser werden der Spannungsabfall über die Leistungstransistoren und der Strom durch die Emitterwiderstände bewertet, um die im Transistor umgesetzte elektrische Leistung zu bestimmen. Überschreitet die Verlustleistung ein vorher eingestelltes Niveau, wird der Ansteuerstrom der Ausgangsstufe reduziert. Das Ansprechen der Begrenzung wird von einem Mikrocontroller optoentkoppelt detektiert und an das Messprogramm weitergeleitet. In Abhängigkeit der vorher getroffenen Einstellung trennt der Controller den Ausgang der Endstufe von der Last und legt den Eingang auf Masse.

Die Ausgangsstufe des vorgeschlagenen Verstärkers kann je nach Leistungsbedarf mit einer entsprechenden Anzahl an Leistungstransistoren bestückt und einer angepassten aktiven oder passiven Kühlung ausgerüstet werden. Die eingesetzten Bauteile ermöglichen eine Betriebsspannung von $\pm 175\text{ V}$. Mit einem Spitzenstrom von 50 A bei 6 Leistungstransistoren sind hohe Aussteuerungen von Proben mit geringer Windungszahl möglich. Abbildung 4.4 zeigt den vollständig bestückten Verstärker zur Montage auf einem Lüfteraggregat.

4.2.3 Analog-digital- und digital-analog-Wandlung

Für die Umsetzung des vorgestellten Konzepts werden zwei AD-Wandler und ein DA-Wandler benötigt.

Die Datenverarbeitung soll auf einem PC mit Windows-Betriebssystem erfolgen. Aufgrund der eingeschränkten Echtzeitfähigkeit dieses Betriebssystems wird eine Erfassungshardware mit eigenem Prozessor und Speicher benötigt. Weiterhin ist ein großer Eingangsspannungsbereich erforderlich. Dieser reicht von wenigen mV bei quasistatischen Messungen bis zur vollen Betriebsspannung von über 100 V bei Messungen mit hohen Erregerfrequenzen oder Ansteuerung von schnellschaltenden Aktoren mit Übererregung.

Die Herstellungskosten für eine Eigenentwicklung auf FPGA- bzw. DSP-Basis inklusive der benötigten Software und Treiber sind gering, der Entwicklungs-

aufwand jedoch erheblich. Aus diesen Gründen wird bei der Datenerfassung auf ein Kaufteil zurückgegriffen.

Durch die fortschreitende Entwicklung im Bereich der digitalen Messtechnik verbessert sich die Genauigkeit und Auflösung von Datenerfassungskarten, Digitalmultimetern und digitalen Oszilloskopen ständig, während deren Preise sinken [25]. In den meisten Experimentalaufbauten werden Datenerfassungskarten mit Auflösungen zwischen 16 und 24 Bit sowie hohen Abtaststraten für die DA- und AD-Wandlungen verwendet [115], [116]. Die in diesen Versuchsaufbauten verwendeten Karten sind nach wie vor kostenintensiv und haben Zusatzfunktionen, die hier nicht benötigt werden. Eine günstige Alternative stellen digitale Oszilloskope mit USB-Schnittstelle dar. Sie werden mit Treibern für gängige Programmiersprachen ausgeliefert, sodass sie wie Datenerfassungskarten betrieben werden können. Es steht eine Vielzahl von Modellen mit zwei Messkanälen sowie einem frei programmierbaren Frequenzgenerator zur Auswahl. Aufgrund ihres vorgesehenen Einsatzgebiets haben handelsübliche Oszilloskope deutlich höhere Abtaststraten (bis 2 GHz, höhere Frequenzen durch Unterabtastung) und niedrigere Auflösungen (8 bis 12 Bit, höhere Werte über Interpolation) als Datenerfassungskarten. Sie verfügen über eine automatische Anpassung des Eingangsspannungsbereichs zur idealen Ausnutzung der Auflösung der AD-Wandler. Weiterhin sind sie gegen Überspannung geschützt.

In [116] wird anhand der Messung der spezifischen Verlustleistung von Elektroblech in einem Epsteinrahmen gezeigt, dass die Auflösung der Wandlungen nur einen geringen Einfluss auf das Messergebnis haben. Das Ergebnis einer Messung mit 8 Bit Auflösung unterscheidet sich nur um 0,4% von dem einer 16 Bit Messung, obwohl die Quantisierungsschritte bei der letzteren um den Faktor $1/256$ kleiner sind.

Wichtiger als die Auflösung der Wandler ist die Reproduzierbarkeit. Offsets und Offsetspannungsdrift an Ein- und Ausgängen können diese erheblich beeinflussen. Durch einen Abgleich vor Beginn der Messung können Offsets bei der Auswertung der Messdaten berücksichtigt werden.

Ein weiterer Vorteil der Oszilloskope liegt in ihrem Aufbau. Sie sind in kompakten Tischgehäusen untergebracht, die im 19"-Baugruppenträger des Versuchsaufbaus integriert werden können. Auf diese Weise werden kurze Signalwege realisiert, die sich positiv auf die Signalqualität auswirken.

Kernstück der AD-Wandlung und DA-Wandlung ist im Demonstrator ein preiswertes USB-Oszilloskop mit 12 Bit Auflösung (16 Bit durch Überabtastung) und einer Abtastrate von 100 MHz der Firma TiePie [105].

Über die Treiberschnittstelle können mehrere Geräte gleichzeitig angesteuert und synchronisiert betrieben werden. Hierdurch ist es ohne zusätzlichen Aufwand möglich, den Messstand bei Bedarf mit weiteren Ein- und Ausgabekanälen zu ergänzen oder mehrere Prüfstände parallel zu betreiben. Der parallele Betrieb ist sinnvoll für die Messung von Materialeigenschaften unter mehrachsigen Magnetisierungsbedingungen oder zur Vermessung mehrphasiger Aktoren. Weiterhin können Kanäle für zusätzliche Sensorik zur Verfügung gestellt werden. Aufgrund der geringen Messzeit ist eine Offsetdrift nach Erreichen der Betriebstemperatur des Messgerätes bei dem hier vorgestellten Aufbau nicht zu beobachten.

4.2.4 Benutzerschnittstelle

Die Benutzerschnittstelle wird mit LabVIEW [74] realisiert. Sie dient zur Eingabe der Parameter, Visualisierung der Ergebnisse und Protokollierung der Messung. Das Programm ist modular gestaltet. Alle Grundfunktionen sind in virtuellen Instrumenten zusammengefasst. Durch die Kombination der elementaren Funktionen können neue Messabläufe effizient umgesetzt werden. Ferner ist es möglich, das gesamte Messprogramm wie einen Treiber in ein übergeordnetes Programm einzubinden. Dies erleichtert die automatisierte Durchführung und Auswertung von unterschiedlichen aufeinanderfolgenden Messungen wie sie im Bereich der Qualitätssicherung erforderlich sind.

4.3 Regelungskonzept

4.3.1 Grundlagen

Für die Regelung der Flussdichte bzw. deren Änderung und Regelung des Erregerstroms ergeben sich unterschiedliche dynamische Anforderungen [53]. Besonders bei hochpermeablen Magnetkreisen werden bei der Regelung des Erregerstroms deutlich höhere Stellgrößengradienten und Amplituden benötigt, als es bei der Regelung der induzierten Spannung der Fall ist. Dies ergibt sich aus dem nichtlinearen Verlauf der $B(H)$ -Kennlinie. Im Bereich um den Ursprung ist ihr Anstieg am größten. Die Last hat dort ihre größte differentielle Induktivität. In diesem Bereich führen kleine Änderungen der Feldstärke bzw. des Erregerstroms zu großen Änderungen der Flussdichte bzw. der induzierten Spannung.

4.5 zeigt exemplarisch die Primärspannung, die sich bei sinusförmiger Flussdichte bzw. Feldstärke an einer Ringkernprobe einstellt. Die Probe besteht aus einer hochpermeablen Eisen-Cobalt-Legierung und bei beiden Messungen wurde bis zu einer Feldstärke von 9000 A/m angesteuert.

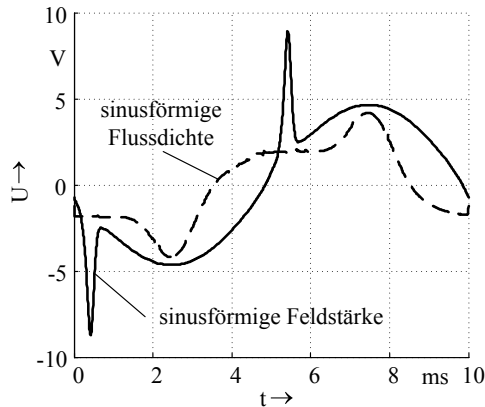


Abbildung 4.5: Vergleich des Stellgrößenverlaufs an einer hochpermeablen Ringkernprobe bei sinusförmiger Feldstärke und Flussdichte

Um die Materialeigenschaften gut charakterisieren zu können, ist es nötig, deutlich bis in die Sättigung auszusteuern. Dabei stellt gerade die nichtlineare hysteresebehaftete Abhängigkeit der differentiellen Induktivität vom Strom eine besondere Herausforderung an die benötigte Stromquelle dar.

Die Methode der digitalen Rückkopplung wird von den geltenden Normen [9] für die Messung magnetischer Eigenschaften bei schwierigen Bedingungen empfohlen. Hierbei handelt es sich um einen Steuerungsansatz, bei dem der gewünschte Verlauf der induzierten Spannung oder des Erregerstroms schrittweise herbeigeführt wird. Da es sich um eine Steuerung handelt, ist dieses Verfahren sehr stabil. Jedoch ist es nur anwendbar, wenn das Messobjekt sich bei jeder Messung gleich verhält. Bei Aktoren, die sich während der Messung bewegen, ist das nicht garantiert. Durch die Rückwirkung mechanischer Einflüsse auf die elektromagnetische Energiewandlung während der Bewegung können sich die magnetischen Eigenschaften bei jedem Durchlauf ändern. Einflussfaktoren sind z. B. der Übergang von Haft- zu Gleitreibung und angeschlossene Lasten. Abweichungen im Verhalten verhindern ein Konvergieren des Algorithmus. Für die Bewertung von Materialien, Bauteilen und Baugruppen stellt dies keine Einschränkung dar, da diese während der Messung in fixen Prüfaufbauten gemessen werden. Auch für eine Aussage über die Beschaffenheit eines elektromagnetischen Antriebs ist es nach [42] ausreichend, wenn er an definierten Positionen mit fixiertem Abtriebsselement gemessen wird.

Die guten adaptiven Eigenschaften der iterativen Steuerung erlauben eine Messung ohne Eingriff des Benutzers. Ferner ergibt sich durch die Steuerung ein reduzierter Hardwareaufwand, da der eigentliche Regler in Software realisiert wird. Die an die Randbedingungen des Messaufbaus angepasste Implementierung der digitalen Rückkopplung wird in Kapitel 4.3.2 vorgestellt.

Um sicher eine Charakterisierung des Betriebsverhaltens elektromagnetischer Antriebe unter betriebsnahen Bedingungen durchführen zu können, wird ein zweiter, analoger Regler implementiert, der alternativ zur digitalen Rückkopplung genutzt werden kann. Dieser wird in Kapitel 4.3.3 vorgestellt.

4.3.2 Regelung mit zeitdiskreter Rückkopplung

Im Anhang der DIN 60404-6 [9] wird darauf hingewiesen, dass es unter bestimmten Bedingungen nicht möglich ist, mit konventionellen, analogen Reglern den gewünschten Verlauf der für die Messung gewählten magnetischen Größe sicherzustellen. Als frequenzunabhängige und im Bezug auf Instabilitäten besonders robuste Alternative wird das in Abbildung 4.6 dargestellte Verfahren der digitalen Rückkopplung empfohlen.

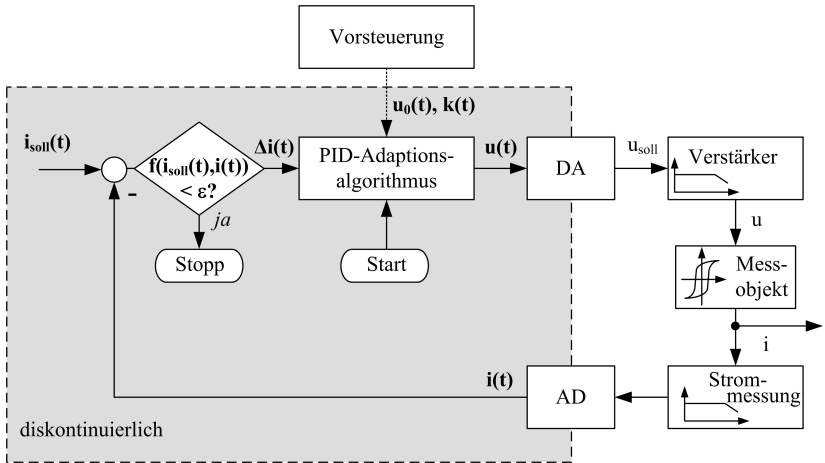


Abbildung 4.6: Ablauf des Verfahrens der digitalen Rückkopplung

Bei diesem Ansatz geht man davon aus, dass die zeitlichen Verläufe von $B(t)$ und $H(t)$ eine Parameterdarstellung der Hystereseschleife $B(H)$ bilden. Die Gültigkeit dieser Annahme vorausgesetzt, legt ein bestimmter Verlauf des Erregerstroms $i(t)$ den Verlauf des verketteten Flusses $\Psi(t)$ fest. Unter den in Kapitel 3.4 beschriebenen Beschränkungen können Ψ und i in die Materialdaten B und H umgerechnet werden. Von einem Rechner aus wird über einen digital-analog-Wandler und einen Leistungsverstärker eine beliebige Schwingungsform $u(t)$ generiert, welche den für die Messung erforderlichen Verlauf des Erregerstroms $i(t)$ hervorruft. Im Gegensatz zu einem analogen Regler arbeitet die digitale Rückkopplung nicht kontinuierlich. Der Verlauf der Stellgröße wird für eine gesamte Periode berechnet und dann ausgegeben. Wäh-

rend der Ausgabe werden die Messgrößen für eine Anzahl Perioden erfasst. Nach Beendigung der Ausgabe wird auf Basis eines Soll-Ist-Vergleichs eine Korrektur des Stellgrößenverlaufs vorgenommen. Da die Berechnung nicht in Echtzeit während der Messung erfolgen muss, eignet sich das Verfahren besonders für hohe Frequenzen.

In einem iterativen Prozess wird in jedem Schritt n aus den aktuellen Funktionen $u_n(t)$, $\Psi_n(t)$ bzw. $B_n(t)$ und $i_n(t)$ bzw. $H_n(t)$ die neue Funktion $u_{(n+1)}(t)$ berechnet. Die Berechnungsvorschrift muss derart gestaltet sein, dass sich der tatsächliche Verlauf der für die Messung vorgegebenen Größe dem Sollverlauf annähert. Der Prozess kann beendet werden, wenn ein vorher festgelegtes Gütekriterium erreicht wird.

In [27] werden die Grundlagen dieses Regelungskonzepts beschrieben. Dort wird iterativ ein Ausgangsspannungsverlauf $u_{(n+1)}$ aus dem vergangenen Ausgangssignal u_n und dem Signal der aktuellen Reglerabweichung Δi mit einem PID-Algorithmus gemäß Gleichung 4.5 errechnet:

$$u_{(n+1)}(t) = u_n(t) + k_p \cdot \Delta i(t) + k_i \cdot \int \Delta i(t) \, dt + k_d \cdot \frac{d\Delta i(t)}{dt}. \quad (4.5)$$

Dabei entsprechen k_p , k_i und k_d konstanten Reglerparametern. Ergänzungen zu diesem Verfahren sind in [28] und [26] zu finden. Bei der Umsetzung dieses PID-Konzeptes ergeben sich ähnliche Komplikationen wie bei analogen PID-Reglern. Aufgrund der starken Abhängigkeit von Last, Aussteuerung, Erregerfrequenz und Signalform gestaltet sich die Wahl der Reglerparameter schwierig. In [21] wird die These vertreten, dass PID-Regler bei Aussteuerung bis in den Sättigungsbereich und bei Freiformerregung ungeeignet sind. Anstelle dessen wird die Verwendung eines proportionalen Reglers empfohlen:

$$u_{(n+1)} = u_n + k_p \cdot |u_n| \cdot \Delta i(t). \quad (4.6)$$

Wie es auch bei analogen Reglern der Fall ist, benötigt der P-Regler länger, bis er eingeschwungen ist und weist ohne zusätzliche Maßnahmen eine bleibende Regelabweichung auf.

Eine Variation des iterativen Verfahrens wird in [115] vorgestellt. Bei dem dort gezeigten Ansatz werden alle gemessenen zeitlichen Verläufe mittels Fast-Fouriertransformation in den Frequenzbereich übertragen. Die Berechnung der Ausgangsspannung erfolgt getrennt nach Betrag und Phase.

Alle Regelkonzepte haben gemein, dass zahlreiche Zyklen nötig sind, bis der Sollstromverlauf mit hinreichender Güte reproduziert wird. Es ergibt sich ein hoher Zeitaufwand für die Messung, besonders bei niedrigen Frequenzen. In dem für Proportionalmagnete relevanten Aussteuerfrequenzbereich unter 1 Hz wird bei Verwendung moderner Rechentechnik die Messzeit maßgeblich von der Periodenanzahl bestimmt. Während der Adaptionphase können sich Erregerspule und Magnetkreis durch die entstehenden Verluste erwärmen.

Um die Adaptionphase zu verkürzen, kann das Verfahren mit einer Startwertschätzung ergänzt werden. Hierbei wird ein günstiger Ausgangsverlauf berechnet, um die Konvergenz zu beschleunigen. Zu Beginn der Messung wird ein definierter Spannungsverlauf an die Primärwicklung des Messobjektes angelegt. Mit dem sich einstellenden Primärstrom und dem verketteten magnetischen Fluss wird modellbasiert ein Spannungsverlauf berechnet, der den gewünschten Stromverlauf durch die angeschlossene Last erzeugt. Bisher wurden hierfür lineare Modelle der Last mit konstanter Induktivität L nach Gleichung 4.7 verwendet. In [67] und [64] wird beschrieben, wie man eine Systemidentifikation durchführt und die Ergebnisse für die Berechnung eines Startspannungsverlaufs nutzen kann. Nach der linearen Theorie werden der ohmsche Widerstand R und die Induktion L der Last bestimmt. Mit Kenntnis dieser Werte kann für eine Stromregelung der Startspannungsverlauf berechnet werden:

$$u(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt}. \quad (4.7)$$

Durch die Linearisierung ist das Verfahren in der Aussteuerung der Probe auf den linear annäherbaren Bereich der $B(H)$ -Kurve begrenzt.

Für die Regelung des Prüfstandes wurde der Ansatz nach [27] und Gleichung 4.5 ergänzt mit einer Vorsteuerung gewählt. Zur Anpassung der Regelung an die Anforderungen, die sich aus einer Stromregelung für nichtlineare induktive Lasten ergeben, wird das bekannte Reglerkonzept in zwei Punkten erweitert:

1. Implementierung einer Startwertschätzung, die Berechnungen von Spannungsverläufen bis in die Sättigung des Eisenkreises ermöglicht,
2. Beseitigung der Nachteile des PID-Konzeptes in [27] durch eine bedarfsgerechte Modifikation der Reglerparameter.

4.3.2.1 Modellbasierte Vorsteuerung

Ziel der Vorsteuerung ist es, eine Spannung $u(t)$, die über dem Messobjekt eingepreßt werden muss, so zu berechnen, dass sich ein vorgegebener Stromverlauf $i(t)$ einstellt [53]. Mit Kenntnis des ohmschen Widerstandes und der Änderung des verketteten Flusses in Abhängigkeit von der Zeit kann dies nach Gleichung 4.8 auch im nichtlinearen Aussteuerungsbereich eines Magnetkreises erfolgen.

$$u(t) = R \cdot i(t) + \frac{d\Psi(x, i)}{dt} = R \cdot i(t) + \frac{\partial \Psi}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} \quad (4.8)$$

Die größte Herausforderung ist dabei die Bestimmung des nichtlinearen und hysteresebehafteten Verlaufs von $d\Psi(x, i)/dt$. In Abschnitt 4.3.1 wird erläutert, dass sich das Verfahren der digitalen Rückkopplung nicht für Lasten eignet, die ihre magnetischen Eigenschaften während der für die Messung nötigen periodischen Aussteuerung ändern. Unter diese Einschränkung fallen reibungsbehaftete Aktoren mit beweglichem Abtrieb. Werden jene Aktoren an bestimmten Punkten ihres Bewegungsbereichs mit fixiertem Abtrieb gemessen, zeigen auch diese periodisches Verhalten. In Gleichung 4.8 kann der Term der Bewegungsinduktion vernachlässigt werden:

$$u(t) = R \cdot i(t) + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{di}{dt} = R \cdot i(t) + L_d \cdot \frac{di}{dt}. \quad (4.9)$$

Nach [52] wird die Ableitung des magnetischen Flusses Ψ nach dem Erregerstrom i als differentielle Induktivität L_d bezeichnet:

$$L_d = \frac{d\Psi}{di}. \quad (4.10)$$

Die aussteuerungsabhängige differentielle Induktivität L_d des Messobjektes wird vom Verlauf der magnetischen Permeabilität μ bestimmt. Für ihre Ermittlung gibt es mehrere Methoden:

- direkt aus einer gemessenen Kennlinie $\Psi(i)$ und
- indirekt aus einem mit einer gemessenen Kennlinie parametrisierten Hysteresemodell.

Für die erste Methode ist es nötig, im Rahmen der Systemidentifikation eine $\Psi(i)$ -Kennlinie zu messen, bei der der Spitzenwert des Erregerstromes dem

des späteren Stromverlaufes bei der Messung entspricht und diese anschließend numerisch zu differenzieren. Aufgrund der auftretenden Nichtlinearität ist es schwer, ohne Kenntnis der Last durch Vorgabe einer Erregerspannung einen exakten Stromwert zu treffen und damit eine für die spätere Messung verwertbare Kennlinie aufzunehmen. Da für diese Aufgabe nur eine Regelung der Erregerspannung zur Verfügung steht, muss sich dem gewünschten Stromwert schrittweise genähert werden. Dieses Verfahren ist für jede Aussteuerung zu wiederholen.

Setzt man ein Hysteresemodell ein, erhält man eine gewisse Toleranz bezüglich der gemessenen Kurve. Je nach verwendetem Modell und Parametrisierungsalgorithmus kann man von einer gemessenen Referenzkurve auf innere bzw. äußere Schleifen schließen [80]. Ferner muss die Parametrisierung nur für eine Aussteuerung erfolgen. Dies bietet Zeitvorteile bei der wiederholten Messung einer Last mit verschiedenen Aussteuerungen. Ein weiterer Vorteil ist, dass man mit dem modellbasierten Ansatz auch Startfunktionen für die bei elektromagnetischen Antrieben üblichen einseitigen Aussteuerungen berechnen kann.

Für die in dieser Arbeit verwendete Vorsteuerung wird ein Preisach-Hysteresemodell [68] eingesetzt. Dieses bereits 1935 aufgestellte phänomenologische Modell existiert in vielen Varianten. Mit einer Implementierung können verschiedene Formen von Hysteresekurven wiedergegeben werden. Diese Eigenschaft macht das Modell besonders flexibel. Für die Beschreibung des Hystereseverhaltens des Prüfkörpers ist die in [100] vorgestellte Implementierung des Grundmodells ausreichend.

Die Systemidentifikation gliedert sich in drei Phasen:

1. Testmessung mit vorgegebenen Spannungsverlauf,
2. Bestimmung der Modellparameter,
3. Berechnung der Spannungsvorgabe.

Zu Beginn wird das Messobjekt mit einem vorgegebenen Spannungsverlauf (z. B. sinusförmig) angesteuert, dessen Periodenlänge mit dem Messsignal übereinstimmt. Werden Proben mit bereits bekannten magnetischen Eigenschaften gemessen, ist es günstig als zeitlichen Verlauf der Erregerspannung den erwarteten Verlauf zu wählen. Obwohl man mit dem verwendeten Hysteresemodell auch von gemessenen äußeren Schleifen auf innere schließen kann,

ist es günstig, den in der Messung gewünschten Spitzenstrom in der Systemidentifikation nahe zu kommen. In der Praxis hat sich eine Überschreitung von bis zu 5% bewährt. Überschreitet man den Spitzenwert deutlich, führt dies zu einer Verfälschung der Messergebnisse durch eine erhöhte Remanenz. Soll in der Messung eine Kommutierungskurve aufgenommen werden, ist der höchste Wert der Erregung das Ziel. Sind die Eigenschaften des Messobjekts unbekannt, wird die Erregerspannung von einem niedrigen Startwert schrittweise erhöht, bis der gewünschte Spitzenstrom erreicht wird.

Entsprechend der in Abschnitt 3.4 beschriebenen Methoden wird aus der induzierter Spannung und dem Erregerstrom die $\Psi(i)$ -Kennlinie des Magnetkreises aufgestellt. Durch ein in [100] beschriebenes iteratives Verfahren wird aus der gemessenen Kurve die Preisachfunktion [68] berechnet. Da zur Bestimmung der gesuchten differentiellen Induktivität die $\Psi(i)$ -Kennlinie nach i abgeleitet werden muss, ist es günstig die Stützstellen möglichst gleichmäßig zu verteilen, um eine möglichst glatte Kurve zu erhalten. Mithilfe des parametrisierten Modells und des Sollstromverlaufs wird eine $\Psi(i)$ -Kennlinie und aus deren Steigung der aussteuerungsabhängige zeitliche Verlauf der differentiellen Induktivität ermittelt. Aufgrund der Vormagnetisierung durch vorherige Erregungen wird hierbei aus der Remanenz gestartet. Mit Gleichung 4.9 wird abschließend der benötigte Erregerspannungsverlauf zur Erzeugung des gewünschten Stromverlaufs an der vorliegenden Last berechnet.

Da sich der einstellende Stromverlauf in der Parameteridentifikation von dem Zielverlauf unterscheidet, gibt es aufgrund der dynamischen Materialeigenschaften (siehe Kapitel 3.2) Abweichungen in der Form der berechneten Kurve und der mit dem vorgegebenen Stromverlauf zu messenden Kurve. Aufgrund dieser Abweichungen ist es meist nicht möglich, den benötigten Erregerspannungsverlauf mit dieser Methode mit ausreichender Genauigkeit zu berechnen, um den anschließenden Optimierungsprozess zu überspringen. Jedoch findet man durch die Berücksichtigung von Nichtlinearitäten und Hysterese eine Startfunktion, die nahe am gesuchten Verlauf liegt. Hierdurch kann die Anzahl der benötigten Durchläufe des Optimierungsprozesses deutlich reduziert werden.

Ein weiterer Vorteil der Vorsteuerung ist eine Stabilisierung des Regleralgorithmus. Da die Spannung über dem Messobjekt der Sollspannung weitestgehend entspricht, können die Reglerparameter aus Gleichung 4.5 in ei-

nem größeren Bereich gewählt werden, ohne dass es zu Konvergenzproblemen kommt.

Ein Hilfsmittel für die Verbesserung des Regelungsverhaltens stellt die Konvergenzparameteranpassung dar, die im nächsten Abschnitt behandelt wird.

4.3.2.2 Konvergenzparameteranpassung

Bei dem zu regelnden System überlagern sich mehrere nichtlineare Effekte. Es kommt zu der in [27] beschriebenen Schwierigkeit, dass keine optimalen Parameter für einen linearen Regler gefunden werden können. Eine Verbesserung bringt hier die von Kellerer [53] vorgeschlagene zeitvariante adaptive Anpassung der Reglerparameter aus Gleichung 4.5 auf Grundlage der Ergebnisse der Vorsteuerung.

Aus den Betrachtungen in Abschnitt 4.3 zur Stromregelung ist ersichtlich, dass bei einem ungesättigten Magnetkreis deutlich größere Spannungsänderungen nötig sind, um eine Stromänderung zu erreichen, als es bei einem gesättigten der Fall ist. Diese Tatsache kann zur gezielten Modifikation der Reglerparameter genutzt werden.

Um ein Überspringen zu verhindern wenn der Magnetkreis gesättigt ist, werden die Reglerparameter in diesem Zeitabschnitt verkleinert. In den Bereichen, in denen eine große Spannungsänderung benötigt wird, um eine Stromänderung zu erzeugen, sind sie maximal. Dies gewährleistet eine schnelle Konvergenz.

Als Maß für die Anpassung wird ein modifizierter Widerstand X nach Gleichung 4.11 eingeführt, der aus dem Sollstromverlauf $i_{soll}(t)$, dem geschätzten Verlauf der differentiellen Induktivität $L_d(t)$ aus der Vorsteuerung, dem ohmschen Widerstand des Messobjekts R sowie dem maximalen Sollstrom i_{max} berechnet wird:

$$X(t) = R + L_d(t) \cdot \frac{di_{soll}(t)}{dt}. \quad (4.11)$$

Die Reglerparameter werden nach Gleichung 4.12 berechnet:

$$k_x(t) = k_x \cdot \frac{X(t)}{\max(X)}. \quad (4.12)$$

Hierdurch ist es möglich, den Regler lokal deutlich steifer auszulegen als einen linearen Regler. Eine höhere Dynamik im Stellgrößenverlauf ist erreichbar.

Ein linearer Regler mit entsprechend hoher konstanter Steifigkeit führt zu Instabilitäten bzw. zum Divergieren des Optimierungsprozesses.

4.3.3 Analoges PI-Regler mit digitaler Steuerbarkeit

Um auch Lasten mit veränderlichen Eigenschaften messen zu können, steht im Demonstrator zusätzlich ein analoger PI-Regler mit digital einstellbaren Parametern zur Verfügung. In [90] und [93] wird die Verwendung von analogen PI-Reglern für die zweidimensionale Messung der magnetischen Eigenschaften in einem Drehfeldstreifentester (rotational single sheet tester RSST) beschrieben.

Schematisch ist der Regler in Abbildung 4.7 dargestellt. An den Eingängen der Schaltung liegen der analoge Messwert des Erregerstroms $u(i_{ist})$ und die invertierte Sollstromvorgabe $-u(i_{soll})$ an. Addierer, Verstärker, und Integrator sind nach den in [65] vorgeschlagenen Grundschaltungen aufgebaut. Nach der Verstärkung bzw. Integration und Verstärkung werden die Signale addiert. Der Ausgang der Schaltung u_{stg} ist die Eingangsspannung des Leistungsverstärker. Mit dieser Schaltung wird die folgende Reglergleichung realisiert:

$$u_{stg} = \frac{R_{DAC2}}{R_1} \cdot u(\Delta i) + \frac{1}{R_{DAC1} \cdot C} \cdot \int_0^t u(\Delta i) dt = k_p \cdot u(\Delta i) + k_i \cdot \int_0^t u(\Delta i) dt. \quad (4.13)$$

Der P- und I-Anteil können getrennt voneinander eingestellt werden. Für die Realisierung der digitalen Steuerbarkeit werden, wie in [106] beschrieben, multiplizierende DACs mit 16 Bit Auflösung verwendet. In der Schaltung werden die Widerstandsnetzwerke der DACs genutzt, die durch R_{DAC1} und R_{DAC2} repräsentiert werden.

Der DAC wird von einem Mikrocontroller angesteuert, der vom Messprogramm die Vorgaben für P- und I-Anteil erhält. Nachteilig an diesem Konzept ist, dass aufgrund der festen Verstärkungs-Bandbreite-Produkte der Operationsverstärker die Bandbreite des Reglers in Abhängigkeit der gewählten Verstärkung variiert. Je nach Periodenlänge und Form des Sollsignals kann dieser Effekt zu Einschränkungen führen.

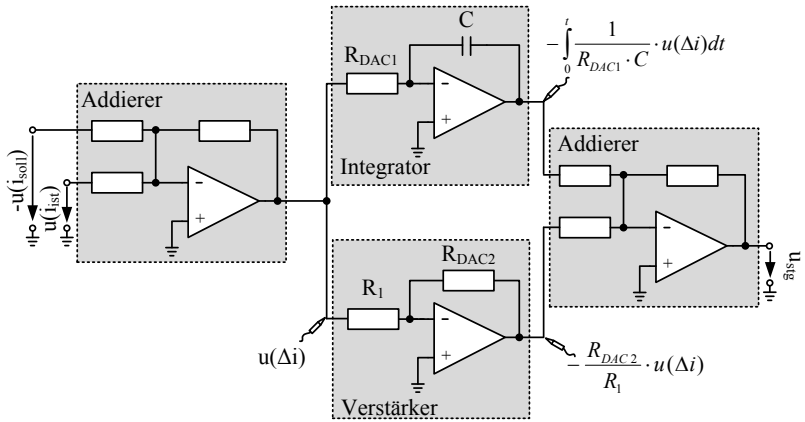


Abbildung 4.7: Funktionsstruktur des analogen PI-Reglers mit digitaler Steuerbarkeit

Sollen nur Lasten mit konstanten magnetischen Eigenschaften gemessen werden, kann die in Abbildung 4.8 dargestellte Leiterplatte des Analogreglers zur Kostenreduktion des Messaufbaus entfallen.

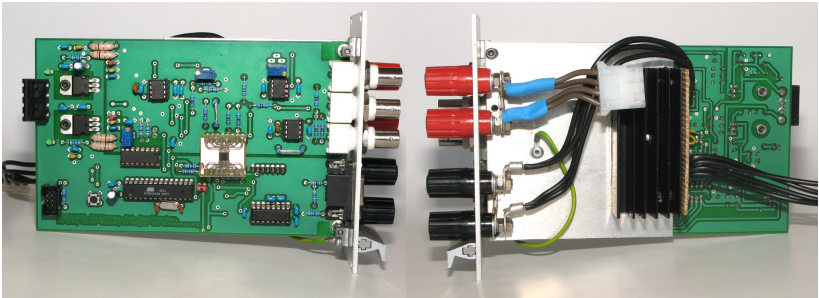


Abbildung 4.8: Platine des im Demonstrator eingesetzten analogen Reglers mit integrierter Strommessung bis 14 A

Die Wahl der Reglerparameter ist aufwendig. Die Last ist vor der Messung nicht bekannt und die Werkzeuge der linearen Theorie können nicht ange-

wandt werden, da bei hohen Aussteuerungen eine Linearisierung nicht zulässig ist. In [117] wird angeführt, dass es für die hier vorliegenden regelungstechnisch anspruchsvollen Lasten nicht möglich ist, universelle Reglerparameter zu finden. Parameter, die bei einer sinusförmigen Erregung stabil sind, können bei einer trapezförmigen zu Instabilitäten führen.

Für die Bestimmung der Reglerparameter wurde im Rahmen von [54] eine automatisierte Parameterermittlung angelehnt an die heuristische Methode von Ziegler und Nichols implementiert [60]. Alternativ können die Reglerparameter vom Benutzer frei eingestellt werden. Als Hilfestellung für die Einstellung werden der Formfaktor F als Verhältnis von Effektivwert I_{eff} und Gleichrichtwert I_{gl} sowie die mittlere quadratische Abweichung Δ_{RMS} über eine Periodendauer T berechnet:

$$F = \frac{I_{eff}}{I_{gl}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}}{\frac{1}{T} \int_0^T |i(t)| dt} \quad (4.14)$$

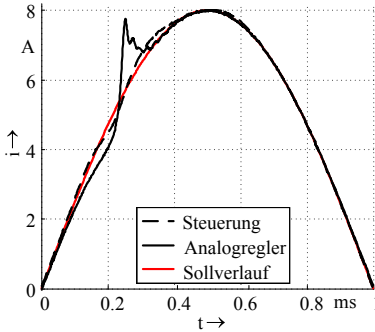
$$\Delta_{RMS} = \frac{\sqrt{\int_0^T (i_{soll}(t) - i_{ist}(t))^2 dt}}{T} \quad (4.15)$$

Aufgrund des Kompromisses aus linearem Regler und nichtlinearer Last ist die erreichbare Dynamik in Abhängigkeit der Eigenschaften des Messobjektes begrenzt. Trotz Einstellhilfe ist meist ein Eingriff des Benutzers zur Feinabstimmung nötig. Dies setzt gewisse Grundkenntnisse des Bedieners voraus und erschwert den Einsatz unter Produktionsbedingungen.

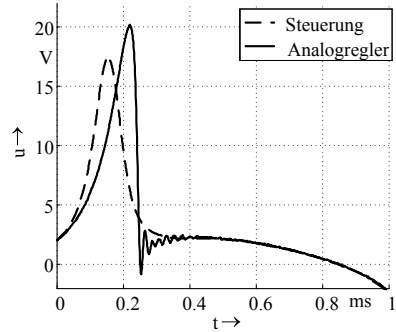
4.3.4 Vergleich der Regler

Im folgenden Beispiel wird ein Vergleich der nichtlinearen digitalen Steuerung mit dem linearen analogen Regler gezeigt. Bei dem Messobjekt handelt es sich um eine geblechte Ringkernprobe aus Eisen-Cobalt-Legierung 50:50 (Innendurchmesser 36 mm, Außendurchmesser 45 mm, Höhe 2,25 mm, Blechstärke 0,15 mm). In die Primärwicklung mit 70 Windungen wird ein sinusförmiger Stromverlauf mit einer Frequenz von 500 Hz und einer Amplitude von 8 A

eingepägt. In Bild 4.9(a) ist die obere Halbwelle des Primärstromverlaufs dargestellt.



(a) Erregerstromvergleich [81]



(b) Primärspannungsvergleich [81]

Abbildung 4.9: Vergleich der digitalen Rückkopplung mit dem analogen Regler anhand einer Ringkernprobenmessung

Bei beiden Verfahren treten Abweichungen vom Sollverlauf auf, wobei die des Analogreglers deutlich größer sind. Die hohe Permeabilität bedingt zusammen mit der gewählten Frequenz eine hohe Anstiegsgeschwindigkeit der Stellgröße Primärspannung (Abbildung 4.9(b)). Der PI-Regler arbeitet bereits an seiner Stabilitätsgrenze und kann hier kein besseres Ergebnis erzielen. Aufgrund der vorgesteuerten variablen Steifigkeit (siehe Gleichungen 4.11 und 4.12) erreicht die digitale Variante eine höhere Anstiegsgeschwindigkeit ohne Überspringen. Um eine Vergleichbarkeit zu gewährleisten, wurde der D-Anteil der digitalen Steuerung auf 0 gesetzt. Beide Stromverläufe genügen mit einem Formfaktor in den Grenzen $1,111 \pm 1\%$ den Anforderungen an eine normgerechte Messung nach DIN 50460 [2].

Die Auswirkung der Abweichung im Erregerstromverlauf wird an den in Abbildung 4.10 dargestellten $B(H)$ -Kennlinien deutlich. Ab einer Feldstärke von 2300 A/m weicht die mit dem Analogregler aufgenommene Kennlinie ab. Der sich ergebende Unterschied ist in diesem Fall jedoch nur von geringer praktischer Bedeutung. In ihrem Maximum, welches für die Erzeugung einer Kommutierungskurve und damit für die Verwertung der Materialdaten für Simulationen wichtig ist, stimmen die beiden Kurven überein. Auch bezüglich

der Ummagnetisierungsverluste ergeben sich keine signifikanten Abweichungen.

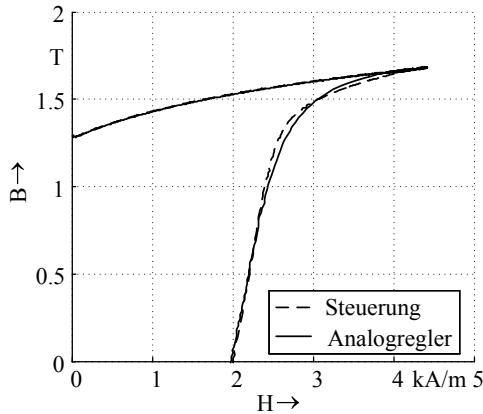


Abbildung 4.10: Auswirkung der Reglerabweichung auf das Messergebnis [81]

4.4 Realisierung der Einspulenmessung

4.4.1 Alternatives Verfahren zur Einspulenmessung

Der Hauptanwendungsbereich der Einspulenmessung ist die Messung der magnetischen Eigenschaften von Aktoren. Die Einspulenmessung ist auf ihrem bisherigen Stand nicht für die Bestimmung der magnetischen Eigenschaften niederohmiger Messobjekte geringer Induktivität geeignet [24].

Ein alternatives Verfahren zur Bestimmung des verketteten magnetischen Flusses über eine Messbrücke (Abschnitt 3.5) ist die Berechnung der Flussänderung aus dem Spannungsabfall über der Primärwicklung und dem Stromverlauf. Hierzu wird zu Beginn der Messung über einen kleinen eingepprägten Gleichstrom und dem dazugehörigen Spannungsabfall der ohmsche Widerstand R_{Cu} des Messobjektes bestimmt. Erfolgreich wurde dieses Verfahren z. B. in [19] für Ringkernproben angewandt. Ein schematischer Messaufbau ist in Abbildung 4.11 dargestellt.

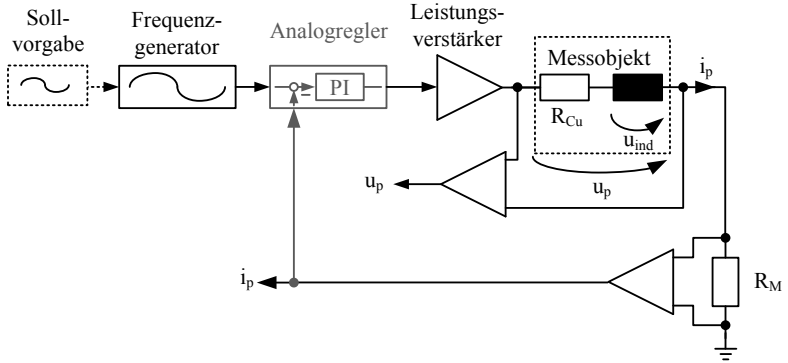


Abbildung 4.11: Messung der $\Psi(i)$ -Kennlinie eines Aktors mit der Erregerspule durch Berechnung der induzierten Spannung aus Primärspannung, -strom und ohmschem Widerstand

Zur Berechnung des verketteten Flusses Ψ wird nach der Messung von der Primärspannung u_p der ohmsche Anteil abgezogen und integriert:

$$\Psi(i_p, t) = \int_0^t (u_p(t) - R_{Cu}(i_p, t) \cdot i_p(t)) \, dt \quad (4.16)$$

Je nach Wahl von Messfrequenz und Aussteuerung kann sich der Widerstand der Wicklung durch die in der Wicklung und im Material entstehenden Verluste während der Messung ändern. Die Erhöhung des Widerstandes kann durch Temperierung des Messobjektes vermieden oder bei der Berechnung des verketteten Flusses berücksichtigt werden. Der Einfluss der Temperaturerhöhung kann durch eine Widerstandsbestimmung vor und nach der Messung bewertet werden.

Ein Vorteil dieser Methode ist, dass der Einfluss der Spulentemperatur während der Messwertaufnahme nicht berücksichtigt werden muss. Stellt sich eine Widerstandsdifferenz ein und ist das thermische Verhalten des Messobjektes bekannt, kann bei diesem Verfahren der Temperatureinfluss nachträglich bei der Berechnung des verketteten Flusses kompensiert werden.

Der folgende Abschnitt beschäftigt sich mit der Herleitung eines einfachen Modells zur Temperaturkompensation.

4.4.2 Temperaturkompensation der Einspulenmessung

Eine Berechnung der Temperaturverteilung in einem Elektromagneten ist analytisch nur mit großem Aufwand möglich [52]. Die Konstruktionselemente, aus denen er besteht, zeigen komplexes thermisches Verhalten. Ferner beeinflussen unsichere Parameter wie die Umgebung des Magneten, die Einbauart, Fertigungstoleranzen, Luftspalte, Oberflächen, und schwankende Materialeigenschaften die Temperatenausgleichsvorgänge erheblich. Meist erfolgen Berechnungen zur Erwärmung von Aktoren unter idealisierten Vereinfachungen und Annahmen.

Eine einfache Beschreibung für die Erwärmung der Spule eines Elektromagneten kann aus der Energiebilanz des Magneten abgeleitet werden:

$$dW_{zu} = dU + dW_{ab}. \quad (4.17)$$

Durch ohmsche Verluste, Wirbelstrom-, Ummagnetisierungs- und Reibungsverluste wird dem Aktor die Wärmeenergie W_{zu} zugeführt. Sie teilt sich auf in die Erhöhung der inneren Energie U , welche zur Erwärmung des Aktors führt und in die an die Umgebung abgegebene Energie W_{ab} .

In erster Näherung ist die zeitabhängige abgegebene Energie proportional zur Oberfläche des Aktors A , der Temperaturdifferenz $\vartheta_{\bar{u}}$ zwischen Spuleninnerem ϑ_{Spule} und Umgebung $\vartheta_{Umgebung}$ und sowie der Gesamtwärmeübergangszahl α_G . Die Gesamtwärmeübergangszahl beschreibt den Einfluss von Konvektion und Strahlung bei der Wärmeübertragung.

$$dW_{ab} = A\alpha_G \Delta\vartheta dt. \quad (4.18)$$

Die Änderung der inneren Energie wird durch die Änderung der Temperaturdifferenz $\vartheta_{\bar{u}}$, der Masse des Aktors m und der spezifischen Wärmekapazität c_p bestimmt:

$$dU = mc_p d\vartheta_{\bar{u}}. \quad (4.19)$$

Für die Energiebilanz ergibt sich:

$$dW_{zu} = mc_p d\vartheta_{\bar{u}} + A\alpha_G \vartheta_{\bar{u}} dt. \quad (4.20)$$

Für die Leistungsbilanz gilt:

$$P_v = mc_p \frac{d\vartheta_{\bar{u}}}{dt} + A\alpha_G \vartheta_{\bar{u}}. \quad (4.21)$$

Aus der Leistungsbilanz leitet sich das in Abbildung 4.12 dargestellte thermische Ersatzschaltbild ab. Dieses Einkörpermodell beschreibt die Erwärmung der Spule unter idealen Bedingungen.

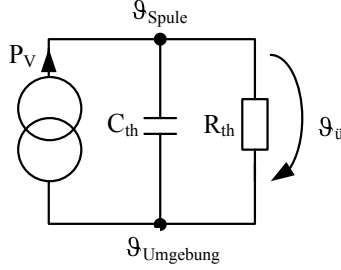


Abbildung 4.12: Einkörpermodell zur Beschreibung der Erwärmung der Erregerspule eines Magneten [52]

Die Wärmekapazität C_{th} , der thermische Widerstand R_{th} sowie die thermische Zeitkonstante τ_{th} , welche sich aus der Lösung von Gleichung 4.21 für eine konstante Verlustleistung P_v ergeben, berechnen sich nach:

$$C_{th} = m \cdot c_p, \quad (4.22)$$

$$R_{th} = \frac{1}{A \cdot \alpha_G}, \quad (4.23)$$

$$\tau_{th} = C_{th} \cdot R_{th}. \quad (4.24)$$

Wird der Aktor mit konstanter Spannung oder konstantem Strom erregt, besteht die Verlustleistung nach Abschluss der Ausgleichsvorgänge nur aus ohmschen Verlusten. Betrachtet man den Betriebsfall eingepprägter Strom, ergibt sich für die Verlustleistung mit dem Widerstand R_0 bei Starttemperatur ϑ_0 und dem Temperaturbeiwert von Kupfer α_{Cu} :

$$P_v(\vartheta_{Spule}) = i^2 \cdot R(\vartheta_{Spule}) = i^2 \cdot R_0 \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot (\vartheta_{Spule} - \vartheta_0)). \quad (4.25)$$

Entspricht die Starttemperatur bei Beginn des Erwärmungsvorganges der Umgebungstemperatur, erhält man:

$$P_v(\Delta\vartheta) = i^2 \cdot R_0 \cdot (1 + \alpha_{Cu} \cdot \vartheta_{\bar{u}}). \quad (4.26)$$

Gleichung 4.25 und 4.26 ergeben die Beschreibung für die Änderung der Übertemperatur:

$$\frac{d\vartheta_{\ddot{u}}}{dt} = \frac{R_0}{C_{th}} \cdot i^2 + \frac{R_0 \cdot \alpha_{Cu}}{C_{th}} \cdot \vartheta_{\ddot{u}} \cdot i^2 - \frac{1}{R_{th} \cdot C_{th}} \cdot \vartheta_{\ddot{u}}. \quad (4.27)$$

In Abbildung 4.13(a) ist der Spulenwiderstand eines PR45 Hydraulik-Magneten in Abhängigkeit der Zeit bei Erregung mit einem konstanten Strom von 0,6 A dargestellt. Anhand dieses Aktors werden die Ergebnisse von Einspulenmessungen in Abschnitt 5.2.1 diskutiert. Die thermische Zeitkonstante beträgt 600 s.

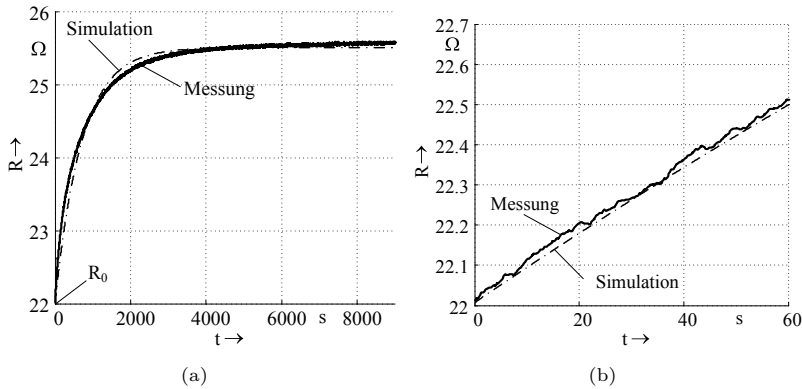


Abbildung 4.13: Temperaturabhängigkeit des Spulenwiderstandes eines PR45 in Messung und Simulation mit dem Einkörpermodell; (a) Spulenwiderstand eines PR45 bei Erregung mit 0,6 A Gleichstrom; (b) Ausschnitt aus der Kurve zur Beurteilung des Anstiegs bei $t=0$

Aufgrund der großen Zeitkonstante für den Wärmetransport vom Inneren der Spule an die Umgebung kann davon ausgegangen werden, dass die während einer Messung der Spule zugeführte Wärmeenergie im Zeitraum der Messung nicht nach außen abgeführt werden kann. Derselbe Effekt führt dazu, dass die im Eisenkreis entstehenden Ummagnetisierungsverluste sowie die Reibungsverluste erst mit großer Verzögerung zur Erwärmung der Spule beitragen.

Die Simulationsparameter der Gleichung 4.27 werden so abgeglichen, dass das thermische Verhalten des Modells in erster Näherung dem des realen

Aktors entspricht. Besonderes geachtet wird dabei auf den Anstieg der Kurve für kleine t (siehe Abbildung 4.13(b)), da dieser das Verhalten des Aktors während einer Messung repräsentiert.

Abbildung 4.14 zeigt die bei einer simulierten Messung mit der Frequenz von 1 Hz und dem Strom i entstehende Änderung des Widerstands ΔR . Der Widerstandsverlauf ist monoton steigend. In dem Bereich, in dem keine Erregung stattfindet, kühlt die Spule nicht ab und der Widerstand bleibt konstant. Der zeitliche Verlauf der Widerstandsänderung lässt sich mit der folgenden, an die eingebrachte thermische Energie angelehnten Funktion beschreiben:

$$\Delta R(t) \sim \int_0^t i^2(t) dt. \quad (4.28)$$

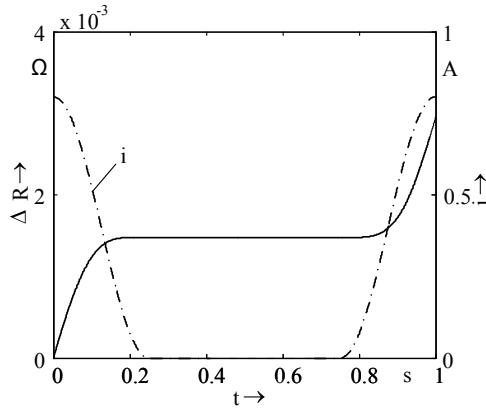


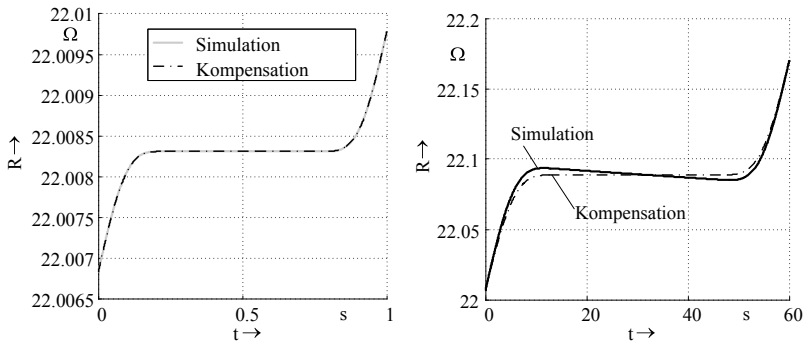
Abbildung 4.14: Änderung des Spulenwiderstandes in Abhängigkeit des Erregerstroms

Bei der Einspulenmessung wird der Spulenwiderstand unmittelbar vor und nach der Messung bestimmt. Bekannt sind der Startwiderstand R_0 und die Änderung des Widerstands $\Delta R(t_{max})$ zum Ende der Messung t_{max} . Mittels

Gleichung 4.28 kann der Widerstandsverlauf während einer Messung berechnet werden:

$$R(t) = R_0 + \Delta R \cdot \frac{\int_0^t i^2(t) dt}{\max \left(\int_0^{t_{max}} i^2(t) dt \right)} \quad (4.29)$$

Dabei wird das Integral auf Eins normiert und der Widerstandsänderung entsprechend auf die Messdauer aufgeteilt. Die Änderung des Widerstandes innerhalb einer Messung ist betragsmäßig gering. Durch die Bestimmung des verketteten Flusses durch Integration kann diese geringe Abweichung jedoch dazu führen, dass die ermittelten $\Psi(i)$ -Kurven nicht mehr geschlossen sind.



(a) Simulation einer Messung mit der Dauer $1/600 \cdot \tau_{th}$ (b) Simulation einer Messung mit der Dauer $1/10 \cdot \tau_{th}$

Abbildung 4.15: Vergleich des simulierten Widerstands mit dem über den Ansatz der zugeführten Energie berechneten Widerstand

Diese Methode zur Temperaturkompensation beruht auf zahlreichen Vereinfachungen und Annahmen. Aus diesem Grund ist ihre Gültigkeit beschränkt. In dem hier vorgestellten Beispiel des PR45 ist die thermische Zeitkonstante 600 Mal größer als die Messzeit von 1 s. Schnellschaltende Aktoren, wie sie in Abschnitt 5.2.2 betrachtet werden, haben deutlich kleinere Zeitkonstanten. Jedoch verringert sich auch die Messzeit entsprechend, sodass man den einfachen Kompensationsansatz weiter anwenden kann. Ab Messdauern von 5 % der thermischen Zeitkonstante ergeben sich aufgrund von Abkühlprozessen

Unterschiede im Verlauf des simulierten Widerstands und der Kompensationsrechnung. Abbildung 4.15(b) zeigt ein Simulationsergebnis auf Basis von Gleichung 4.27 bei einer Messdauer von $0,1 \cdot \tau_{th}$. Hier sind die Abweichungen bereits deutlich zu erkennen.

Die Anwendbarkeit dieses einfachen Modells muss stets überprüft werden, da sie vom Verlauf des Erregerstroms abhängig ist. Pausen in dessen Verlauf, in denen keine Wärmeenergie zugeführt wird, führen zu einer schnelleren Abkühlung oder dem Eintrag von Wärmeenergie aus den ferromagnetischen Magnetkreiskomponenten aufgrund von Wirbelstrom- und Hystereseverlusten. Eine Erweiterung des Modells unter Berücksichtigung von zusätzlichen Verlusten und exakten thermischen Netzwerken kann Inhalt von weiterführenden Arbeiten sein. Umfangreiche Hinweise zum thermischen Verhalten von Elektromagneten werden von Spiller [97] gegeben.

4.5 Ablauf einer Messung

Der Ablauf eines Messvorgangs ist in seinen einzelnen Phasen in Abbildung 4.16 dargestellt.

Der Leistungsverstärker, der optionale analoge Regler, der Signalgenerator, die Strommessung und die Messwerterfassung weisen Offsets auf, die bei der Durchführung einer Messung berücksichtigt werden müssen. Vor Beginn jeder Messung wird deshalb automatisiert ein entsprechender Abgleich durchgeführt. Anhand von Abbildung 4.17 wird das prinzipielle Vorgehen erläutert. Findet keine Messung statt, ist der Primärstromkreis durch einen Schalter getrennt und das Messobjekt beidseitig auf Masse gelegt (Schalterstellung 1). In diesem Zustand kann kein Strom durch das Messobjekt fließen und es wird keine Spannung in dessen Wicklungen induziert. Die Abweichung von Null an den Eingängen der Messhardware wird erfasst und im weiteren Verlauf mit den Messergebnissen verrechnet. Die Stelle der Spannungsmessung richtet sich nach der Art der Bestimmung der induzierten Spannung. Bei der Einspulenmessung erfolgt die Messung über der Erregerwicklung und bei zwei Wicklungen die über der Sekundärwicklung. Das Erden der Last dient neben dem Offsetabgleich auch dem Schutz des Bedieners, da auf diese Weise beim Wechsel der Proben an allen Klemmen das Massepotential anliegt.

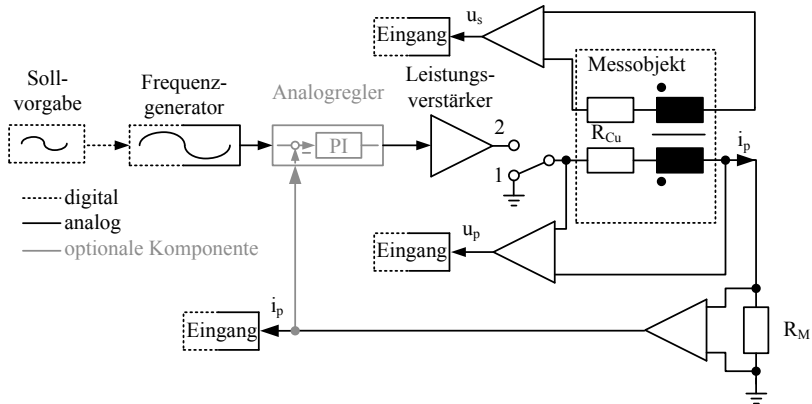


Abbildung 4.17: Schematische Darstellung des Messaufbaus mit Schalter zum Offsetabgleich

Im zweiten Schritt des Abgleichs wird der Primärstromkreis über den Schalter geschlossen. Bei Verwendung des analogen Reglers werden die für die Messung benötigten Reglerparameter eingestellt, da der Offset dieser Komponente von der Verstärkung von P- und I-Anteil abhängt. Über die Strommessung wird der summarische Nullpunktfehler von Frequenzgenerator, Stromregler und Leistungsverstärker bestimmt. Aufgrund der Gleichspannungskopplung kann die gesamte Strecke mit an einer Komponente abgeglichen werden. Der DC-Anteil des Frequenzgenerators wird so eingestellt, dass kein Strom im Primärkreis fließt. Zur Verbesserung des Abgleichergebnisses wird der Messbereich der Strommessung entsprechend angepasst. Der Abgleich hat für mindestens eine Messung Gültigkeit. Haben alle Komponenten die Betriebstemperatur erreicht, ist innerhalb der Dauer einer Messung keine Offsetdrift feststellbar.

In Abhängigkeit des gewählten Reglerprinzips wird, wie in den Abschnitten 4.3.2 und 4.3.3 beschrieben, der vorgegebene Stromverlauf durch das Messobjekt realisiert und der zugehörige Spannungsverlauf aufgenommen. Bei Einspulenmessung erfolgt vor und nach der eigentlichen Messung der magnetischen Eigenschaften zusätzlich eine Bestimmung des ohmschen Widerstands der Wicklung. Je nach Last und zeitlichem Verlauf des Erregerstroms benötigt der analoge Regler eine gewisse Einschwingzeit. Für die iterative

Steuerung kann entsprechend zusätzliche Zeit zum Erreichen des periodischen Systemverhaltens nötig sein. Ist dies der Fall, werden zusätzliche Perioden des Stellsignals ausgegeben. Die Messung erfolgt mit der Widerstandsbestimmung in der letzten ausgegebenen Periode.

Falls das Ziel der Messung die Aufnahme einer Kommutierungskurve ist, wird überprüft, ob gerade die letzte Hystereseschleife des vorgegebenen Zyklus gemessen wurde. Ist dies nicht der Fall, erfolgt eine Anpassung der Erregerstromamplitude und der Start der Messung der nächsten Schleife. Nach Erreichen des Abbruchkriteriums findet die Auswertung der Daten getrennt nach Erregerspulen- und Zweispulenmessung statt. Bei der Anwendung von Messadaptern mit zusätzlichen oder alternativen Feldsensoren ist es möglich, an dieser Stelle weitere Auswertealgorithmen zu hinterlegen.

Lässt die Probenform eine Berechnung der Materialdaten zu, wird diese im Anschluss durchgeführt. Der nächste Schritt ist die Visualisierung der Messergebnisse in der Bediensoftware und das Speichern eines Messprotokolls. Das Protokoll beinhaltet neben den Messdaten alle im Programm getroffenen Einstellungen, die nötig sind, um die Messung zu reproduzieren.

Vor dem Ende der Messung findet, falls erwünscht, eine Wechselfeldentmagnetisierung [51] der Probe statt. Die Entmagnetisierung kann auch zu Beginn der Messung vom Nutzer durchgeführt werden.

4.6 Der Demonstrator

Abbildung 4.18 zeigt das Labormuster des auf dem vorgestellten Konzept basierenden Messgerätes. Bis auf die Netzteile zur Versorgung des Spannungsverstärkers können alle benötigten Komponenten in einem 19" Baugruppenträger mit drei Höheneinheiten untergebracht werden.

Mit dem vorgestellten Aufbau können derzeit je nach verwendeter Probe Wechselfeldmessungen mit vorgegebenem Erregerstrom ab einer Frequenz von 0,1 Hz durchgeführt werden. Aus Sicherheitsgründen ist am Demonstrator die Betriebsspannung der Endstufe auf $\pm 70\text{ V}$ und der Erregerstrom auf $\pm 40\text{ A}$ begrenzt.

In Ergänzung zu dem in internationalen Standards geforderten sinusförmigen Verlauf können an die realen Magnetisierungsbedingungen angelehnte Ver-

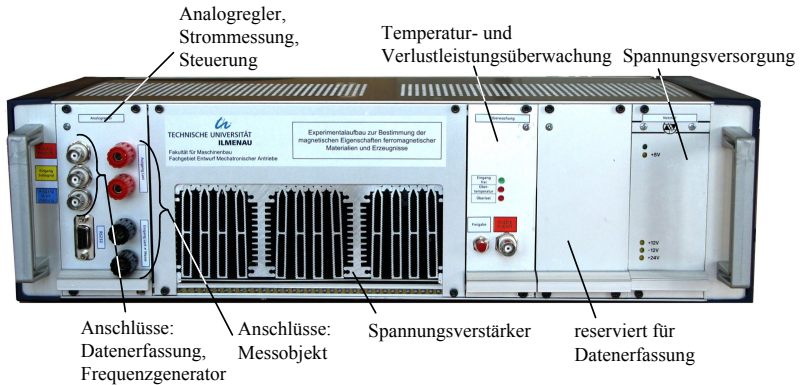


Abbildung 4.18: Labormuster des Messgerätes zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von Werkstoffproben, weichmagnetischen Bauteilen und Reluktanzaktoren

läufe des Stromes für die Messung verwendet werden. Neben normgerechten Proben kann auch ein breites Spektrum an ferromagnetischen Bauteilen mit Primär- und Sekundärwindung gemessen werden. In Ergänzung zur Messung mit getrennter Erreger- und Messwicklung besteht die Option, die induzierte Spannung direkt in der Erregerwicklung zu bestimmen. Da mit diesem Verfahren eine Bestimmung der magnetischen Eigenschaften mit nur einer Wicklung erfolgt, ergibt sich ein deutliches Vereinfachungspotenzial bei der konstruktiven Umsetzung von angepassten Messadaptern. Des Weiteren ist es möglich, Baugruppen und fertig montierte Aktoren mit den dort enthaltenen Erregerwicklungen zu prüfen. In den folgenden Kapiteln soll dies anhand von Messbeispielen gezeigt werden.

5 Anwendungsbeispiele

5.1 Messung von Materialeigenschaften

Übliche Probenformen für die Bestimmung der magnetischen Materialeigenschaften sind Ringe, Blechstreifen und Stäbe. Für die Messung ist es nötig, eine Erreger- und eine Sekundärwicklung auf die Halbzeuge aufzubringen. Bei Blech- und Stabproben wird zusätzlich noch ein Rückschluss benötigt. Dieser kann, wie in Kapitel 3.3 beschrieben, durch Stapeln der Streifen oder massive Joche gebildet werden.

Für die Demonstration der Messung der Materialeigenschaften werden massive und geblechte Ringkernproben mit unterschiedlichen magnetischen Eigenschaften gewählt. Die Messung dieser kompakten Probenform erfolgt ohne zusätzliche Komponenten, die evtl. die magnetischen Eigenschaften beeinflussen können. Hierdurch eignet sich diese Probenform besonders für die Anfertigung von Vergleichsmessungen. Tabelle 5.1 zeigt eine Übersicht der in den Beispielen verwendeten Proben.

Probe	d_i	d_a	h	h_{Blech}	w_p	w_s	ρ
S235	50	70	3	-	200	200	7,85
9SMnPb28	28	38	15	-	96	100	7,85
Cobalt-Eisen	36	45	2,25	0,15	70	140	8,12
M330-50A	40	60	5	0,5	55	100	7,65
Elektroblech	75	100	1,5 - 60	0,25	72	72	7,65

Tabelle 5.1: Gemessene Ringkernproben - d_i Innendurchmesser [mm], d_a Außendurchmesser [mm], h Gesamthöhe [mm], h_{Blech} Blechstärke [mm], w_p Primärwindungszahl, w_s Sekundärwindungszahl, ρ Dichte [g/cm³]

Die massiven Stahlproben wurden aus S235 Rundmaterial bzw. 9SMnPb28 gedreht. Bei der Produktion von Elektromagneten werden häufig ähnliche

Stähle verwendet. Um den Einfluss der spanenden Bearbeitung auf die magnetischen Eigenschaften der Probe zu reduzieren, wurden die Ringe gegläht.

Bei den ersten beiden geblechten Proben handelt es sich um gestapelte Ringe, die durch Laserschneiden hergestellt wurden. Die Eisen-Cobalt-Legierung mit 50 % Cobalt hat eine Blechstärke von 0,15 mm. Dieses auf die mechanischen Eigenschaften optimierte Material ist nicht gegläht und magnetisch halbhart. Bei M330-50A handelt es sich um im Motorenbau übliches Elektroblech.

Für die Demonstration der Messung an Bauteilen kommt der Blechschnitt eines Synchronmotors in unterschiedlichen Stapelhöhen zum Einsatz.

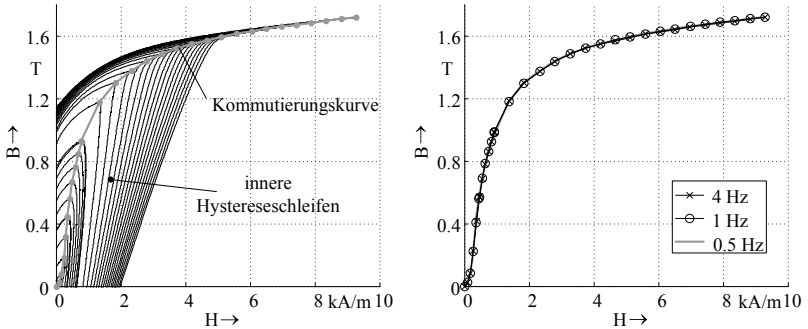
Im Entwurfsprozess elektromagnetischer Aktoren werden Materialeigenschaften meist mit einer Neukurve des zum Einsatz kommenden Materials berücksichtigt [76]. Im folgenden Abschnitt wird die Aufnahme dieser statischen Materialkennlinie demonstriert.

5.1.1 Statische Materialkennlinien

Als statische Materialkennlinie dient eine Neukurve, die nach der Entmagnetisierung der Probe ohne Einfluss von Wirbelströmen aufgenommen wird. Die Messung einer quasistatischen Neukurve stellt hohe Anforderungen an die Driftkompensation des verwendeten Integrators, da sie besonders langsam erfolgen muss. Das in [62] beschriebene Messgerät für die kontinuierliche Aufnahme von statischen Hysteresekurven nach DIN 60404-4 arbeitet mit Messzeiten von 40 s pro Neu- und Ummagnetisierungskurve.

Nach [32] ist die statische Neukurve praktisch identisch mit der Kommutierungskurve. Angelehnt an DIN 60404-4 kann die Kommutierungskurve aus vollständig aufgenommenen Hysteresekurven konstruiert werden. Man erhält die Kommutierungskurve durch das Verbinden der Spitzen von Hysteresekurven mit steigender Aussteuerung (Abbildung 5.1(a)).

Die Aufnahme der benötigten Kurvenschar und das Verbinden der Spitzen ist ein gut automatisierbarer Prozess. Der Vorteil der Bestimmung der statischen Materialkurve über die Kommutierungskurve ist, dass bei wesentlich höheren Anregungsfrequenzen auch mit Wirbelstromeinfluss gemessen werden kann. Abbildung 5.1(b) zeigt Kommutierungskurven für eine massive Probe aus



(a) Messung einer Kommutierungskurve aus unterlagerten Hystereseschleifen bei sinusförmiger Erregung mit 4 Hz (b) Vergleich von Kommutierungskurven bei sinusförmigem Erregerstrom und unterschiedlichen Frequenzen; gemessen an einer Ringkernprobe aus 9SMnPb28

Abbildung 5.1: Messung von Kommutierungskurven und deren Frequenzabhängigkeit

Automatenstahl. Die bei 0,5 Hz bis 4 Hz aufgenommenen Hysteresekurven führen zu Kommutierungskurven mit kaum sichtbaren Abweichungen.

Um den Einfluss der Ummagnetisierungsgeschwindigkeit auf die Bestimmung der Neukurve zu demonstrieren, wurden Aufmagnetisierungskurven bei den gleichen Messfrequenzen aufgenommen, bei denen auch die Kommutierungskurven gemessen wurden. Die Messung der in Abbildung 5.2 dargestellten Aufmagnetisierungskurven erfolgte im Steinbeis Transferzentrum Mechatronik mit dem Messgerät MagHyst modular mit dem Hardwarestand aus dem Jahr 2010. Als Messobjekt dienten Ringkernproben aus kaltgewalzten Automaten- und Baustahl. In beiden dargestellten Messungen verläuft die bei 0,5 Hz gemessene Kurve zu Beginn unter der Kommutierungskurve und nähert sich dieser an. Der Versatz ist durch den Einfluss von Wirbelströmen zu erklären, die sich bei massiven Proben bereits bei Frequenzen unter einem Herz auswirken.

Die Probe in Abbildung 5.2(a) weist mit 75 mm^2 einem größeren Eisenquerschnitt und damit niedrigeren Wirbelstromwiderstand als die in Abbildung 5.2(b) dargestellte Probe mit 30 mm^2 auf. Dementsprechend ist, wie das Ergebnis der 4 Hz-Messung zeigt, bei der Probe mit großem Querschnitt die

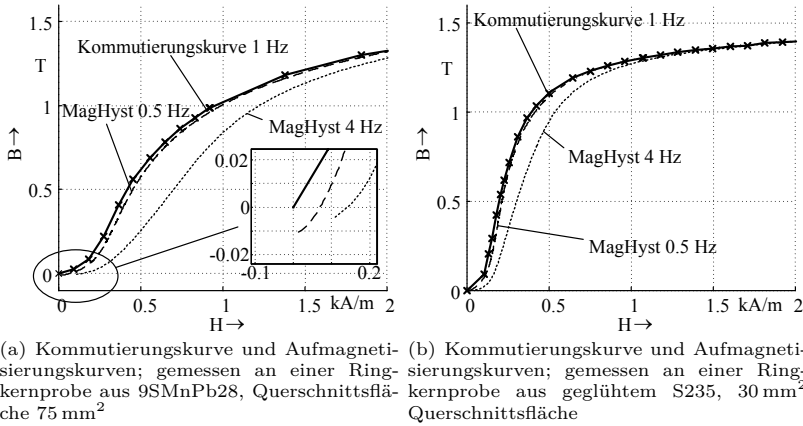
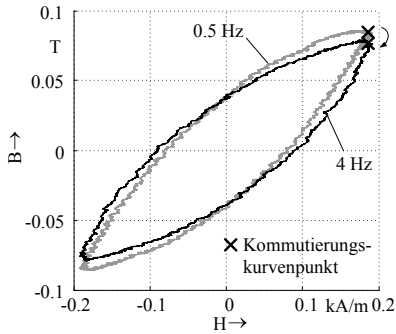


Abbildung 5.2: Vergleich der Frequenzabhängigkeit von Neukurven- und Kommutierungskurvenmessung am Beispiel von Ringkernproben mit unterschiedlichen Querschnittsflächen

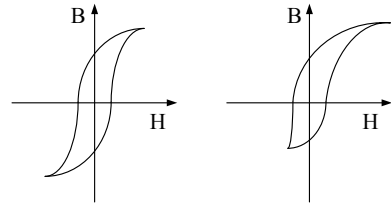
Abweichung der Aufmagnetisierungskurve mit steigender Frequenz deutlicher.

Auch die Kommutierungskurve ist messfrequenzabhängig. Wirbelstrom- und damit verbundene Flussverdrängungseffekte führen zu einer Verschiebung der Kommutierungskurve [113]. Die Verlagerung entsteht durch eine Drehung der einzelnen Hysteresekurven, wie es exemplarisch in Abbildung 5.3(a) dargestellt ist. Mit steigender Frequenz verrunden die lanzettenförmigen innere Schleifen zunehmend. Hierdurch entsteht eine weitere Fehlerquelle, denn die runde Form erschwert eine genaue Bestimmung des Umkehrpunktes.

Aufgrund der symmetrischen Aussteuerung der Probe während der Messung der Kommutierungskurve hat die Qualität der Entmagnetisierung der Probe einen kleineren Einfluss auf das Messergebnis. Nachteilig ist, dass viele Ummagnetisierungszyklen für die Messung nötig sind. Hierdurch besteht die Gefahr der Erwärmung der Probe durch Hysteresen- und Wirbelstromverluste. Es ist ratsam die Probentemperatur zu überwachen und, falls erforderlich, durch Kühlung konstant zu halten.



(a) Drehung von inneren Hystereseschleifen durch Wirbelstromeffekte



(b) Verschiebung der Hysteresekurve durch Gleichfeldüberlagerung

Abbildung 5.3: Fehlerquellen bei der Kommutierungskurvenmessung

Um die Messdauer zu reduzieren, kann, abweichend zur Norm DIN 60404-4, die Kommutierungskurve bereits bei der Wechselfeldentmagnetisierung der Probe aufgenommen werden. Hierzu ist es nötig, die Probe zu Beginn bis in die Sättigung auszusteuern, um einen definierten Startzustand zu erreichen. Bei Änderung der Stromamplitude wird so lange gewartet, bis sich ein stationärer Zustand einstellt. In der Praxis haben sich 10 Perioden bewährt. Die Hysteresekurve der letzten Periode wird gespeichert und zur Bestimmung der Kommutierungskurve verwendet. Anschließend wird die Stromamplitude reduziert und erneut eine Hystereseschleife gemessen. Dabei ist stets auf eine Symmetrie der Kurven zu achten. Wird die Probe zu Beginn nicht weit genug angesteuert, ergibt sich durch die im Material vorhandene Remanenz eine Verschiebung der Kurve und die Messung wird dadurch unbrauchbar (Abbildung 5.3(b)). Das hier beschriebene Vorgehen ist angelehnt an das Verfahren zur Ermittlung der idealen Magnetisierungskurve [70].

Zusammenfassend kann man festhalten, dass die Unempfindlichkeit der Kommutierungskurvenmessung gegenüber dem probengeometrieabhängigen Einfluss von Wirbelströmen den Einsatz dieses Verfahren empfiehlt. Für die Auswahl einer geeigneten Messfrequenz benötigt der Bediener bei der direkten Messung der Neukurve eine gewisse Erfahrung. Bei zu langsamer Messung werden die Ergebnisse durch die Drift des Messgerätes beeinflusst. Ferner führt die niedrige induzierte Spannung bei langsamer Messung zu einem

schlechten Signal-Rausch-Verhältnis. Bei zu hohen Frequenzen kommt es zu dem beschriebenen Wirbelstromeinfluss.

Aufgrund der reduzierten Einflüsse der Messparameter auf das Ergebnis birgt die Kommutierungskurve weniger Fehlerquellen. Ein weiterer Vorteil ist, dass durch die höheren Frequenzen mit einer kleineren Anzahl an Sekundärwindungen gemessen werden kann.

Neben einer zuverlässigen Bestimmung der statischen magnetischen Eigenschaften können mit dem hier beschriebenen Messkonzept Materialien auch unter dem Einfluss von Wechselfeldern geprüft werden. Umfangreiche Untersuchungen hierzu wurden vom Verfasser betreut in [53] durchgeführt. Der folgende Abschnitt stellt die wesentlichen Ergebnisse anhand von Beispielen vor.

5.1.2 Dynamische Materialkennlinien

Betrachtet man Materialien unter Wechselfeldeinfluss, sind die dabei im Material entstehenden Verluste von besonderer Bedeutung. Diese Verluste können aus gemessenen Hysteresekurven bestimmt werden. Die von der $B(H)$ -Hysteresekurve umschlossene Fläche entspricht der spezifischen Verlustenergie pro Ummagnetisierungsperiode $W_{v, spez}$ in J/m^3 :

$$W_{v, spez} [J/m^3] = \oint B \, dH. \quad (5.1)$$

Üblich ist die Angabe der spezifischen Verlustleistung $P_{v, spez}$ in W/kg. Diese erhält man durch Multiplikation der spezifischen Verlustenergie mit der Ummagnetisierungsfrequenz f und Division durch die Dichte ρ :

$$P_{v, spez} [W/kg] = \frac{W_{v, spez} \cdot f}{\rho}. \quad (5.2)$$

Die auf diese Art ermittelte Größe erlaubt eine Abschätzung der im Betrieb eines Aktors bei entsprechender Anregung im Magnetkreis entstehenden Verluste. Die Verluste führen zur Erwärmung des Antriebs und müssen bei der thermischen Auslegung berücksichtigt werden. Wird der Magnetkreis nicht homogen ausgesteuert, ist eine abschnittsweise Betrachtung der Verluste in Bereichen gleicher Aussteuerung möglich.

Die Erregung bestimmt maßgeblich die Größe der Verluste, die in einem Körper auftreten. Abbildung 5.4 zeigt Hysteresekurven, die an einer Ringkernprobe aus 9SMnPb28 unter unterschiedlichen Magnetisierungsbedingungen aufgenommen wurden.

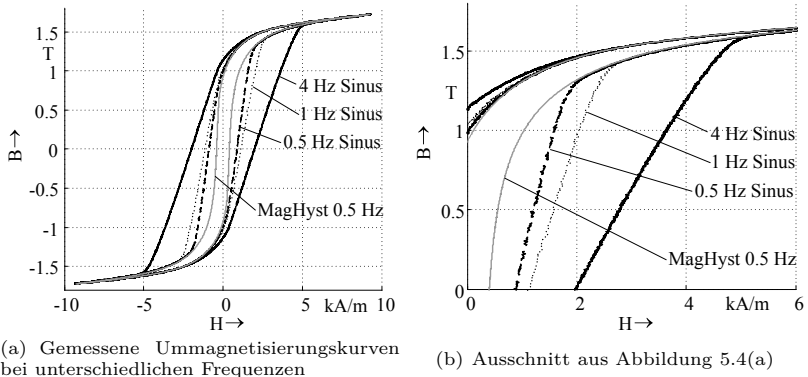
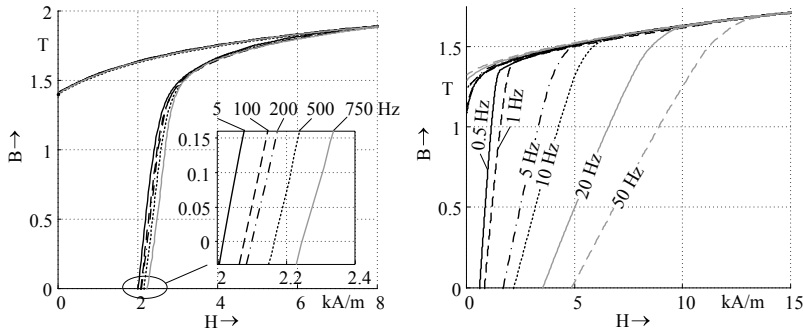


Abbildung 5.4: Messbeispiel für die frequenzabhängigkeit der Verluste in einer massiven Ringkernprobe aus 9SMnPb28

Als Grenzfälle der Magnetisierung werden die spannungseingeprägte und stromeingeprägte Magnetisierung verstanden (Abschnitt 3.2). Die spannungseingeprägte Magnetisierung wird hier durch eine MagHyst-Messung bei einer Ummagnetisierungsfrequenz von 0,5 Hz repräsentiert. Alle anderen dargestellten Kennlinien wurden mit dem in Abschnitt 4.6 vorgestellten Messplatz bei eingeprägtem Strom aufgenommen. Es ist zu erkennen, dass die Verluste für die stromeingeprägte Magnetisierung deutlich über denen für Spannungseinprägung liegen. Weiterhin ist in Abbildung 5.4(b) zu erkennen, dass die Kennlinien im Bereich der Sättigung aufeinander liegen. In diesem Bereich ist der Einfluss von Wirbelströmen aufgrund der dort stattfindenden langsamen Änderung der magnetischen Flussdichte gering. Nach [30] ist die Änderungsgeschwindigkeit der magnetischen Flussdichte im Material, die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit dB/dt , der verlustbestimmende Faktor. Die Wahl von Kurvenformen und Erregungsfrequenzen sind Möglichkeiten gewisse Ummagnetisierungsgeschwindigkeiten zu realisieren. Die in Abbildung 5.4 dargestellte spannungseingeprägte Magnetisierung führt zu geringeren Um-

magnetisierungsgeschwindigkeiten und damit zu geringeren Verlusten als es bei der stromeingepägten Magnetisierung gleicher Frequenz der Fall ist.

Um eine Vergleichbarkeit für die Messung magnetischer Eigenschaften im Wechselfeld zu gewährleisten, wird ein sinusförmiger Verlauf von entweder induzierter Spannung oder Erregerstrom empfohlen [2]. Der hier vorgestellte Prüfstand arbeitet als Stromquelle, sodass normierte Messungen mit sinusförmigem Erregerstrom durchgeführt werden können. Abbildung 5.5 zeigt Beispiele für normkonform durchgeführte Verlustmessungen an zwei unterschiedlichen Ringkernproben.



(a) Verlustmessung an einer dünn geblechten Probe aus Cobalt-Eisen [53] (b) Verlustmessung an einer massiven Probe aus S235 [53]

Abbildung 5.5: Messbeispiel für die Frequenzabhängigkeit der Ummagnetisierungsverluste bei sinusförmiger stromeingepägter Magnetisierung

Die Probe in Abbildung 5.5(a) wurde aus 0,15 mm starken Blech einer Fe-Co-Legierung hergestellt. Durch die dünne Blechung werden Wirbelströme unterdrückt und die Hystereseschleife weitet sich nur geringfügig auf. Die in Tabelle 5.2 dargestellte Verlustenergie ist nahezu konstant. Die massive Probe (Abbildung 5.5(b)) zeigt im Gegensatz zur geblechten Probe einen starken Anstieg der Verlustarbeit mit steigender Frequenz. Aufgrund der magnetisch halbhartten Eigenschaften und der damit verbundenen hohen Koerzitivfeldstärke von 2000 A/m liegen die Verluste der geblechten Probe bei niedrigen Frequenzen deutlich über denen der massiven Probe aus Baustahl.

f in $[Hz]$	0,5	1	5	10	20	50
$P_{v, spez}$ in $[W/kg]$	0,20	0,53	6,65	17,29	55,51	198,51
$W_{v, spez}$ in $[J/kg]$	0,40	0,53	1,33	1,73	2,78	3,97

Tabelle 5.2: Gemessene Verluste einer massiven Baustahlprobe bei sinusförmigem Erregerstrom und verschiedenen Frequenzen [53]

f in $[Hz]$	5	100	200	500	750
$P_{v, spez}$ in $[W/kg]$	7,51	151,75	307,56	781,43	1211,29
$W_{v, spez}$ in $[J/kg]$	1,50	1,52	1,54	1,56	1,61

Tabelle 5.3: Gemessene Verluste einer geblechten Ringkernprobe aus FeCo mit 0,15 mm Blechstärke bei sinusförmigem Erregerstrom und verschiedenen Frequenzen [53]

Wichtig bei der Messung ist, dass die Einhaltung der sinusförmigen Kurvenform, wie in der Norm vorgeschlagen, vom Anwender optisch und über den berechneten Formfaktor kontrolliert wird. Der Kurvenvergleich, die Berechnung des Formfaktors und die Berechnung der Kurvenfläche sind gut zu automatisierende Prozesse.

Neben der Messung der Verluste mit sinusförmigem Erregerstrom ist auch eine Messung mit frei vorgebbaren Kurvenverlauf möglich. Diese Möglichkeit wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

5.1.3 Messung von Verlusten mit realer Erregung

In diesem Beispiel wird demonstriert, wie man die bei einer konkreten Anwendung im Material entstehenden Verluste auf messtechnische Art abschätzen kann. Betrachtet wird ein linearer elektromagnetischer Antrieb für einen Kompressor. Von Interesse sind die Verluste, die im Betrieb im Stator des Antriebs entstehen.

Mit Hilfe einer FEM-Simulation wurde der in Abbildung 5.6(a) dargestellte Feldstärkeabfall über dem Stator während des Betriebs berechnet. Der resonant aufgebaute Antrieb schwingt mit der Netzfrequenz von 50 Hz. Der Stator wird geblecht aus M330-50A hergestellt. Für die Verlustabschätzung kommt eine Ringkernprobe aus diesem Material zum Einsatz. Wird an die

Probe eine Feldstärke angelegt, stellt sich in ihr in erster Näherung die mittlere Flussdichte ein, die auch im zu untersuchenden Bauteil auftritt.

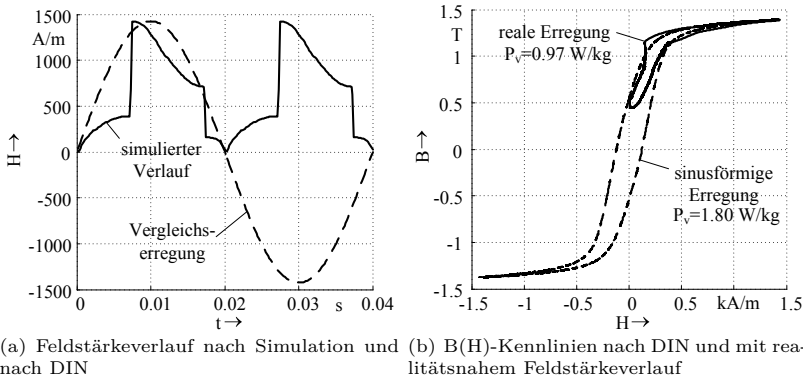


Abbildung 5.6: Anwendungsnahe Bestimmung der Ummagnetisierungsverluste

Die Fläche, die von den in Bild 5.6(b) gezeigten Hysteresekurven eingeschlossen wird, entspricht der auf das Volumen bezogenen Ummagnetisierungsarbeit. Für die realitätsnahe Erregung ergeben sich nach Gleichung 5.2 Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste von $0,97 \text{ W/kg}$. Die gemessene Verlustleistung liegt deutlich unter dem in der DIN EN 10106 für dieses Material angegebenen Wert von $3,3 \text{ W/kg}$ [12]. Die geringeren Verluste kommen dadurch zustande, dass die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit bei der realen Erregung von 0 bis 320 A/m geringer ist, als die Ummagnetisierungsgeschwindigkeit bei sinusförmiger Flussdichte, die der Norm zugrunde liegt. In diesem Bereich der Hysteresekurve entstehen anteilig die größten Verluste. Die großen zeitlichen Änderungen der Flussdichte liegen im verlustarmen Sättigungsbereich der Kurve.

Zu einer weiteren Reduzierung der Verluste im Vergleich zum Tabellenwert trägt bei, dass das Material nicht ummagnetisiert wird. Die Anregungsfrequenz der unipolaren Erregung entspricht in etwa einer bipolaren Anregung mit halber Frequenz (Abbildung 5.6(a)). Ein weiterer Punkt ist, dass die im Material entstehenden Wirbelströme einem Feldabbau am Ende des Er-

regungsverlaufes bei $H = 0$ entgegen wirken. Hierdurch ist beim Start des nächsten Zyklus eine Vormagnetisierung vorhanden, wodurch das Material den unteren, besonders verlustreichen Teil der Hystereseschleife nicht durchläuft (siehe Abschnitt 5.2.1.3).

Die Bestimmung der Verluste auf die vorgestellte Art ist nur eine grobe Abschätzung. Im Allgemeinen muss man bei der Messung der magnetischen Eigenschaften darauf achten, dass die gemessenen Eigenschaften im Messvolumen repräsentativ sind. Nur wenn die Richtung des magnetischen Flusses in der Probe mit der in der Anwendung übereinstimmt, können die im Aktor entstehenden Verluste genau bestimmt werden [2]. Ferner entstehen durch den ungleichförmigen Querschnitt von flussführenden Bauteilen lokale Effekte, die die Messung an einer Probe nicht berücksichtigt.

Misst man direkt am Bauteil, ist es aufgrund des ungleichförmigen Querschnitts oft schwer, auf Materialkennwerte zu schließen. Dennoch können diese Messungen in der Produktion elektromagnetischer Aktoren von Nutzen sein, wie der folgende Abschnitt zeigt.

5.1.4 Messung von Proben mit ungleichförmigem Querschnitt

Komponenten elektromagnetischer Antriebe weisen selten Ring-, Streifen- oder Stabform mit gleichförmigem Querschnitt auf. Aus diesem Grund ist eine Messung der Materialeigenschaften $B(H)$ nur unter gewissen Voraussetzungen möglich [19]. Demonstriert wird die Messung an dem in Abbildung 5.7(b) dargestellte Blechsnitt eines Synchronmotors. Die Bleche wurden derart bewickelt, dass je zwei Windungen der Erreger- und Messwicklung in einem Zahnzwischenraum liegen.

Der magnetische Fluss in einem derart bewickelten Blechstapel fließt hauptsächlich in dem äußeren Kreisring. Bis zu einer gewissen Aussteuerung werden die Zähne kaum durchsetzt. So kann für die Berechnung der magnetischen Feldstärke die Querschnittsfläche des äußeren Kreisrings angesetzt werden.

Bestätigt werden kann diese Annahme durch eine FEM-Simulation. In [53] wurde ein FEM-Modell aufgebaut, das der bewickelten Probe entspricht. Um die Ergebnisse einer Messung nachzuempfinden wurden Feldstärke und Flussdichte aus den Daten der aufgebrachten Wicklungen berechnet. Die mittlere

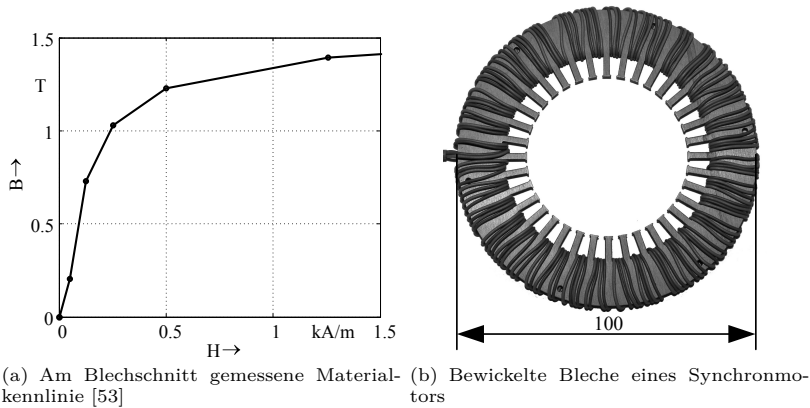
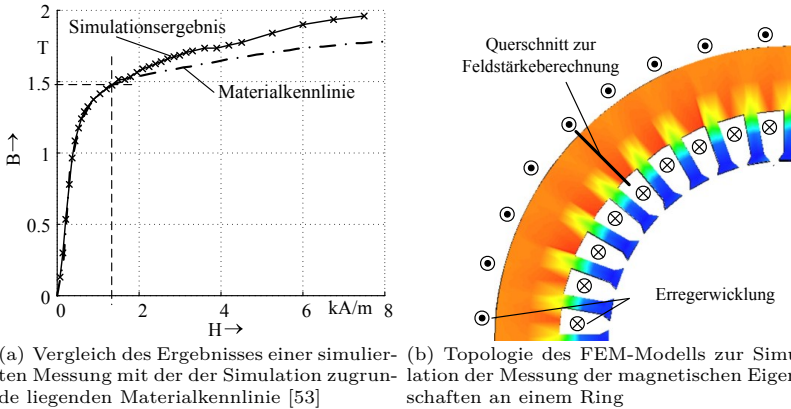


Abbildung 5.7: Messung von Materialeigenschaften an Proben mit ungleichförmigen Querschnitten am Beispiel des Stators eines Synchronmotors

Eisenweglänge entspricht dem mittleren Durchmesser des umgebenden Kreislings. Die Flussdichte wird aus dem Integral des magnetischen Flusses und der Fläche der Sekundärwindung ermittelt. Die Berechnung des Modells erfolgt magnetostatisch für verschiedene Erregerströme. Abbildung 5.8(a) zeigt den Vergleich der auf diese Weise berechneten Materialkennlinie $B(H)$ mit der der Simulation zu Grunde liegenden Kennlinie. Bis zum Bereich, in dem das Material in Sättigung geht, zeigt sich eine gute Übereinstimmung beider Kurven. Ab einer Flussdichte von 1,47 T liegt die berechnete Kurve über der Materialkennlinie. Der äußere Ring geht in Sättigung und der magnetische Fluss durchsetzt zunehmend die Zähne des Blechs. Damit ist die angenommene Querschnittsfläche zu klein und die berechnete Flussdichte zu hoch.

Werden Materialdaten zu höheren Aussteuerungen benötigt, kann man den Geometrieinfluss mit Hilfe von FEM-Rechnungen kompensieren [19], [48].

Geht es bei einer Messung nicht um die genaue Bestimmung der Materialeigenschaften sondern um den Vergleich zweier Teile miteinander, ist eine Umrechnung des verketteten magnetischen Flusses Ψ und des Erregerstromes i in Flussdichte B und Feldstärke H nicht nötig. Eine mögliche Anwendung ei-



(a) Vergleich des Ergebnisses einer simulierten Messung mit der der Simulation zugrunde liegenden Materialkennlinie [53] (b) Topologie des FEM-Modells zur Simulation der Messung der magnetischen Eigenschaften an einem Ring

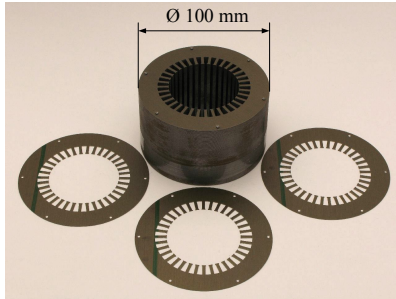
Abbildung 5.8: Berechnung der Materialkennlinie eines Blechschnitts auf Grundlage des äußeren Kreistrings in FEM

ner vergleichenden Messung ist die Wareneingangskontrolle. Hier können die Kennlinien der eingehenden Teile mit Kennlinien von Gutteilen verglichen werden.

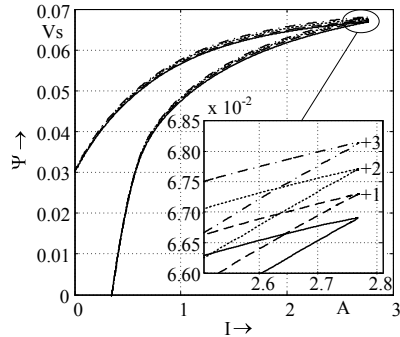
Die hier beschriebenen paketierte Blechschnitte sind meist Zulieferteile. Die magnetischen und geometrischen Eigenschaften des zur Herstellung verwendeten Bleches unterliegen Schwankungen, welche sich in den Erzeugniseigenschaften widerspiegeln [29]. Misst man die $\Psi(i)$ -Kennlinie an einem bewickelten Blechpaket, so zeigt diese summarisch den Einfluss von Geometrie und Material.

Die Abbildung 5.9 stellt den Einfluss der Bauteilgeometrie auf die magnetischen Kennlinien dar. Blechpakete werden stets auf Nennhöhe gestapelt. Durch den Walzprozess sind die Bleche in der Regel leicht keilförmig. Zum Ausgleich werden die Bleche versetzt zueinander angeordnet. Aufgrund der vorhandenen Toleranzen ergeben sich Schwankungen im Eisenquerschnitt. Um diesen Effekt nachzubilden, wurde ein Stapel aus 240 Blechen mit zusätzlichen Blechen versehen und gemessen. Ein Blech entspricht dabei einer Vergrößerung der Querschnittsfläche von 0,4 %. Pro Blech erhöht sich der maximale verkettete Fluss um $0,4 \cdot 10^{-3} \text{ Vs}$. Bewickelt man das unveränderte Paket 20 Mal auf die gleiche Weise und führt jeweils eine Messung durch,

weist das Maximum eine Standardabweichung von $\pm 15 \cdot 10^{-6} \text{ Vs}$ auf. Dies entspricht in diesem Beispiel der Auswirkung von 4 % einer Blechdicke. Mit der vorhandenen Messungenauigkeit ist eine gute Beurteilung des Bauteilquerschnitts und damit des Stapelfaktors der Bleche möglich.



(a) Statorblechpaket und einzelne Blechschnitte zur Variation der Höhe



(b) Gemessene $\Psi(i)$ -Kennlinien des bewickelten Blechpaketes mit 0 bis 3 Zusatzblechen

Abbildung 5.9: Einfluss der Bauteilgeometrie auf die magnetischen Eigenschaften

Abbildung 5.10 zeigt die übliche Streuung der magnetischen Eigenschaften einer Stichprobe von 13 geschweißten Statorblechpaketen aus einem Los. Die in den Paketen entstehenden Verluste unterscheiden sich bis zu 10%. Zusätzlich zu den Schwankungen des Eisenquerschnitts kommen bei diesem Beispiel noch Abweichungen aufgrund des Schweißprozesses und Fehlstellen in der Blechisolation zum Tragen. Die auftretenden Schwankungen in der Beschaffenheit der Blechpakete können erheblich sein. Die magnetischen Eigenschaften wirken sich direkt auf die Eigenschaften des fertigen Aktors aus.

Die Prüfkosten eines Bauteils werden neben den Anschaffungskosten des Prüfaufbaus hauptsächlich von der Dauer einer Prüfung bestimmt. Um die Messung magnetischer Eigenschaften im Wareneingang und der Produktion etablieren zu können, ist es nötig, die Prüfdauer bei moderaten Realisierungskosten auf ein Minimum zu reduzieren. Um die Zeit für das Aufbringen

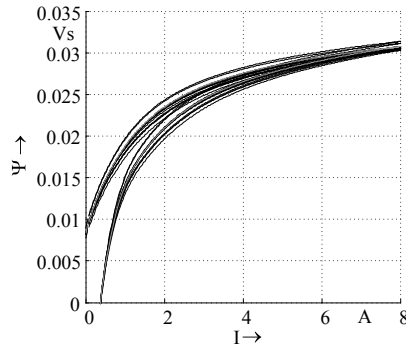


Abbildung 5.10: Schwankung der magnetischen Eigenschaften von 13 geschweißten Blechpaketen

der Wicklung zu reduzieren, sind verschiedene Formen von Messadaptern gebräuchlich. In [50] wird zur Messung von Ringkernen eine teilbare Spule vorgestellt. Durch die gleichmäßige Aussteuerung der Probe ist ein Rückschluss auf die Materialdaten $B(H)$ möglich. Mit örtlich konzentrierten Wicklungen arbeitet der so genannte Ringkernsensor [37], [36]. Hierbei handelt es sich um einen einfachen Aufbau, bei dem Erreger- und Messwicklung in einem Kabel durch die ringförmige Probe geführt und über einen Steckkontakt geschlossen werden. Durch die ungleichmäßige Verteilung der Wicklung über den Umfang erfüllt der Massadapter nach [70] nicht die Anforderungen an eine ideale Ringkernprobe. Dennoch sind mit einem derartigen Aufbau bei begrenzter Aussteuerung vergleichende Messungen möglich. Beide Adapterkonzepte wurden an dem hier vorgestellten Prüfstandskonzept getestet. Durch den Wegfall des Wickelns werden die Prüfzeiten und damit Prüfkosten deutlich reduziert.

Der nächste Schritt nach Prüfung der Antriebskomponenten ist die Montage. Auch das Zusammenwirken der einzelnen Magnetkreiskomponenten im Aktor kann über die magnetischen Eigenschaften geprüft werden, wie die Beispiele in den nächsten Abschnitten zeigen.

5.2 Messung von Aktoren

5.2.1 Dynamische elektromagnetische Energiewandlung

Die Einspulenmessung erlaubt, wie in Abschnitt 3.5 beschrieben, die Messung der magnetischen Eigenschaften von elektromagnetischen Antriebselementen ohne Modifikationen am Aktor vornehmen zu müssen. Anhand der gemessenen Kennlinien kann die im Aktor stattfindende elektro-magneto-mechanische Energiewandlung bewertet werden. Für statische Kennlinien ist dies in [52] vorgestellt. Ansteuerungsabhängige Wirbelströme und Hystereseverluste werden dort nicht berücksichtigt. Der Einfluss von Wirbelströmen und die damit verbundene Feldverdrängung ist im realen Betrieb von Elektromagneten jedoch erheblich [40]. Dies ist der Beweggrund für die Überprüfung der Theorie zur dynamischen, elektromagnetischen Energiewandlung und der Erweiterung für den realen verlustbehafteten Betrieb.

Ausgehend von Betrachtungen zum idealen stationären Betrieb werden Beispielmessungen unter realen Bedingungen diskutiert und Ansätze zur Interpretation gegeben. Anhand einfacher Beispiele wird demonstriert, wie auf Grundlage gemessener $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien die elektromagnetische Energiewandlung und über diese Aktoren bewertet werden können.

5.2.1.1 Grundlagen

In diesem Abschnitt wird ein kurzer Überblick über die physikalischen Zusammenhänge der im Elektromagneten stattfindenden Energiewandlung gegeben. Die Erkenntnisse beruhen auf [52], [40], [100] und [41].

In [52] werden unter dynamischer Energiewandlung diejenigen Ausgleichsvorgänge verstanden, die sich beim Übergang von einem stationären Zustand in einen anderen stationären Zustand abspielen. Dabei müssen die Wechselwirkungen zwischen den in Abbildung 5.11 dargestellten elektrischen, magnetischen und mechanischen Kreisen berücksichtigt werden.

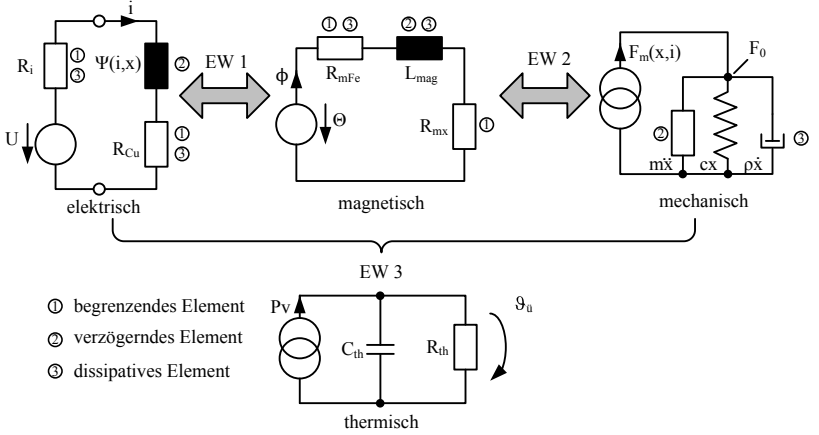


Abbildung 5.11: Vereinfachte Grundstruktur des Elektromagneten mit energie- und dynamikrelevanten Elementen [89],[52]

Die elektrischen, magnetischen, mechanischen und thermischen Teilbereiche lassen sich vereinfacht über die folgenden Gleichungen beschreiben:

$$U = i(R_i + R_{Cu}) + \frac{d\Psi(x, i)}{dt}, \quad (5.3)$$

$$F_m(x, i) = m\ddot{x} + \rho\dot{x} + cx + F_0, \quad (5.4)$$

$$\Theta = \Phi(R_{mFe} + R_{mx}) + L_{mag} \frac{d\Phi}{dt}, \quad (5.5)$$

$$P_v = C_{th} \frac{d\vartheta_{\ddot{u}}}{dt} + \frac{\vartheta_{\ddot{u}}}{R_{th}}. \quad (5.6)$$

Die Ankerbewegung x wird aus dem Nennhub δ_n und der Luftspaltlänge δ berechnet:

$$x = \delta_n - \delta. \quad (5.7)$$

Die thermische Zeitkonstante ist meist groß im Vergleich zu den elektrischen, magnetischen und mechanischen Zeitkonstanten. In der Regel wird deshalb bei der Beschreibung des dynamischen Verhaltens eines Elektromagneten auf

die Betrachtung der thermischen Eigenschaften verzichtet. Die einzelnen Teilbereiche sind über

$$\frac{d\Psi(x, i)}{dt} = \frac{\partial\Psi(x, i)}{\partial x} \frac{dx}{dt} + \frac{\partial\Psi(x, i)}{\partial i} \frac{di}{dt} \quad (5.8)$$

$$\Theta = w \cdot i \quad (5.9)$$

$$R_{mx} = f(x) \quad (5.10)$$

$$F_m(x, i) = \frac{\partial W_m^*}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial x} \int_0^i \Psi(x, i) di \quad (5.11)$$

verkoppelt.

Dabei beschreibt Gleichung 5.11 die Ermittlung der Magnetkraft aus der Energiebilanz des Magneten auf Basis der Abhängigkeit des verketteten magnetischen Flusses vom Strom i und Hub x . Hergeleitet ist dieser Zusammenhang in [52] für einen hysteresefreien neutralen Elektromagneten. Abbildung 5.12 zeigt dies schematisch für den verlustfreien statischen Fall.

Gleichung 5.3 beschreibt die Spannungsdifferenzialgleichung. Durch die Multiplikation mit $i(t) dt$ erhält man die Energiebilanz des elektrischen Kreises [100]:

$$u(t) \cdot i(t) dt = (R_i + R_m) \cdot i^2(t) dt + i d\Psi \quad (5.12)$$

$$dW_{el} = dW_{therm} + dW_{mag, ges}. \quad (5.13)$$

Die Änderung der eingebrachten elektrischen Energie teilt sich auf in die ohmschen Verluste, die im Innenwiderstand der Quelle R_i und im Widerstand der Wicklung R_{Cu} in Wärme umgewandelt werden und in die Änderung der magnetischen Gesamtenergie.

Die Änderung der Gesamtenergie teilt sich, wenn eine Bewegung stattfindet, wiederum in einen mechanischen und magnetischen Anteil auf:

$$i d\Psi = dW_{mech} + dW_{mag}. \quad (5.14)$$

Werden Verluste im Magnetkreismaterial vernachlässigt, ist die magnetische Energie W_{mag} zeitunabhängig. Schließt man eine Bewegung und damit me-

chanische Arbeit aus, kann die magnetische Energie nach [52] wie folgt berechnet werden:

$$W_{mag}(\delta, \Psi_0) = \int_0^{\Psi_0} I(\delta, \Psi) d\Psi \quad (5.15)$$

Die Energie $\Psi_0 I_0$ besteht in nichtlinearen magnetischen Kreisen aus zwei Teilen (Abbildung 5.12(a)):

$$\Psi_0 \cdot I_0 = W_{mag} + W_{mag}^* \quad \text{mit} \quad W_{mag} \neq W_{mag}^* \quad (5.16)$$

Die Teilmenge, die die magnetische Energie W_{mag} zur Gesamtenergie $\Psi_0 I_0$ ergänzt, wird als magnetische Co-Energie W_{mag}^* definiert:

$$W_{mag}^* = \Psi_0 \cdot I_0 - W_{mag} = \int_0^{I_0} \Psi dI. \quad (5.17)$$

Die Co-Energie hat keine direkte physikalische Bedeutung. Sie eignet sich für die Abschätzung derjenigen Energie, die bei der Bewegung des Ankers in mechanische Energie gewandelt werden kann.

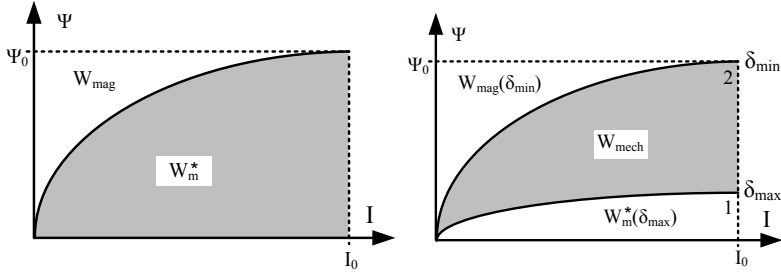
Im Idealfall kann die gesamte Energie $I_0 \Psi_0$ in mechanische Energie umgewandelt werden. Die Voraussetzungen hierfür sind:

- Material mit rechteckiger $B(H)$ -Kennlinie bei minimalen Luftspalt,
- unendlich großer magnetischer Widerstand bei maximaler Luftspaltlänge (keine Streufelder und unendlich großer Hub) sowie
- verlustfreie Wandlung ohne Ummagnetisierungsverluste.

Wird in einer derartigen Anordnung der Anker des Elektromagneten von $\delta = \infty$ bis $\delta = 0$ bewegt, wird die gesamte Energie der magnetischen Quelle in mechanische Arbeit gewandelt.

In Wirklichkeit ist der Anteil der in mechanische Energie wandelbaren Co-Energie begrenzt (Abbildung 5.12(a)). Die $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie weicht bei minimalen Luftspalt von der idealen Rechteckform ab.

Der nichtlineare Verlauf der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien ergibt sich aus der Materialkennlinie $B(H)$ des eingesetzten Magnetkreismaterials. Ferner bleibt die



(a) $\Psi(I, \delta)$ -Kennlinie eines nichtlinearen Magnetkreises mit konstantem Luftspalt δ aus [100] (b) Berechnung der mechanischen Energie W_{mech} aus dem statischen $\Psi(I, \delta)$ -Kennlinienfeld [52]

Abbildung 5.12: Zusammenhang zwischen magnetischer Co-Energie und mechanischer Arbeit

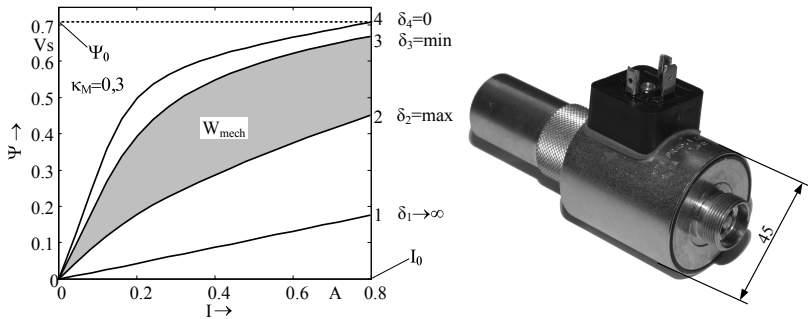
Kennlinie des technischen Magnetkreises im angezogenen Zustand stets unter der des Materials. Dies wird durch Hubbegrenzungen wie Antiklebscheiben bewirkt. In der Realität ist der Hub durch die Aufgabenstellung des Magnetantriebs begrenzt. Der Widerstand für den Magnetkreis bei abgefallenem Anker ist endlich. Die meiste Energie wird bei Nennhub dann in mechanische Arbeit gewandelt, wenn die Fläche zwischen den beiden begrenzenden $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien maximal ist. Um dies zu erreichen ist es wünschenswert, bei angezogenem Anker so wenig wie möglich Feldenergie im magnetischen System zu speichern ($W_{mag}(\delta_{min}) \rightarrow min$) und eine minimale magnetische Co-Energie bei abgefallenen Anker ($W_m^*(\delta_{max}) \rightarrow min$) zu erreichen. Aus diesen statischen Betrachtungen ist der magnetische Wirkungsgrad κ_M als Kennziffer zur Bewertung der Energiewandlung ableitbar [52]:

$$\kappa_M = \frac{W_{mech}}{\Psi_0(I_0, \delta = 0) \cdot I_0} \quad (5.18)$$

5.2.1.2 Messung statischer Kennlinien

Im Messbeispiel wird demonstriert, wie man mit dem in Abschnitt 4.6 vorgestellten Messgerät den statischen magnetischen Wirkungsgrad eines Aktors bestimmen kann. Als Messobjekt dient der in Abbildung 5.13(b) dargestellte, kennlinienbeeinflusste PR45 Magnet der Firma Kern Technik

GmbH & Co. KG. Zur Aufnahme der statischen Kennlinien in Abbildung 5.13(a) wurde der Anker des Aktors fixiert und eine Kommutierungskurve bei sinusförmiger Erregung und einer Frequenz von 2 Hz aufgenommen. Die Position δ_0 entspricht einem Luftspalt von 0 mm. Mit eingebauter Antiklebscheibe befindet sich der Anker an Position δ_{min} . Die größte mit der vorgesehenen Hubbegrenzung nutzbare Luftspaltlänge ist δ_{max} . Mit entferntem Anker erhält man die mit δ_1 markierte Kurve.



(a) Messungen des magnetischen Wirkungsgrads des PR45 (b) PR45 Proportionalmagnet Kern des PR45 Technik GmbH & Co. KG

Abbildung 5.13: Beispielmessung: Magnetischer Wirkungsgrad eines PR45

Die Fläche unter der Kurve δ_1 beinhaltet die magnetische Co-Energie zur im Streufeld gespeicherten magnetischen Energie. Konstruktionsbedingt kann diese Energie nicht in mechanische Energie umgewandelt werden. Die Teilmenge der Co-Energie, die von den Kurven δ_1 und δ_2 eingeschlossen wird, steht aufgrund der Hubbegrenzung nicht für die Energiewandlung zur Verfügung. Ein funktionsrelevanter Restluftspalt führt dazu, dass der Anteil der von Kurven δ_3 und δ_4 eingeschlossenen Co-Energie nicht transformiert werden kann. Der sich nach Gleichung 5.18 ergebende magnetische Wirkungsgrad κ_M hängt ab von:

- der Anfangslage des Ankers δ_{max} ,
- der Hubendlage des Ankers δ_{min} ,
- der konstruktiven Gestaltung des Aktors,

- den magnetischen Eigenschaften der verwendeten Materialien und
- der Höhe der Aussteuerung I_0 .

Für den in Abbildung 5.13(b) dargestellten PR45 beträgt $\kappa_M = 0,3$. Aufgrund der vielen enthaltenen Einflussfaktoren ist der magnetische Wirkungsgrad eine Kennziffer für die globale Bewertung der konstruktiven Gestaltung von Elektromagneten.

5.2.1.3 Berücksichtigung der Verluste

Die bisherigen Energiebetrachtungen berücksichtigen nur die statischen magnetischen Eigenschaften. Die in Abbildung 5.11 als dissipativ gekennzeichneten Elemente führen zu Verlusten und damit zu einer Reduzierung der zur Verfügung stehenden mechanischen Energie. Der Einfluss von Wirbelströmen und der damit verbundenen Feldverdrängung ist im realen Betrieb von Elektromagneten erheblich [40]. Die im Material des Magnetkreises auftretenden dynamischen Verluste hängen stark von dem zeitlichen Verlauf der Erregung ab. Um den Einfluss der Ummagnetisierungsverluste zu verdeutlichen, sind in Abbildung 5.14(a) $\Psi(i)$ -Kennlinien des PR45 bei 0 mm Luftspalt und unterschiedlichen Verläufen der elektrischen Erregung dargestellt.

Neben der Periodendauer des Anregungssignals ist die Erregerstromanstiegsgeschwindigkeit di/dt bei der Betrachtung von Wirbelströmen von entscheidender Bedeutung [20]. Die Erregungsformen sind so gewählt, dass sich für den betrachteten Ausschnitt der Kurve ähnliche Stromanstiegsgeschwindigkeiten ergeben. Die Verläufe der jeweiligen Erregerströme sind in Abbildung 5.14(b) dargestellt.

Die von den Kurven eingeschlossene Fläche entspricht der im Magnetkreis entstehenden Verlustenergie, die sich in Abhängigkeit der Frequenz aus Hysteres-, Wirbelstrom- und Nachwirkungsverlusten zusammensetzt.

Aufgrund des physikalischen Wirkprinzips des hier verwendeten Messsystems ist es nicht möglich, den Ruhefluss zu messen, um den die einseitig ausgesteuerten Kennlinien von $\Psi = 0$ verschoben sind. Die Kennlinien werden jeweils am Maximum einer mit symmetrischer Aussteuerung und gleicher Amplitude aufgenommenen Ummagnetisierungskurve ausgerichtet. In einem neutralen Magnetkreis ist diese Ummagnetisierungskurve symmetrisch. Bei fester An-

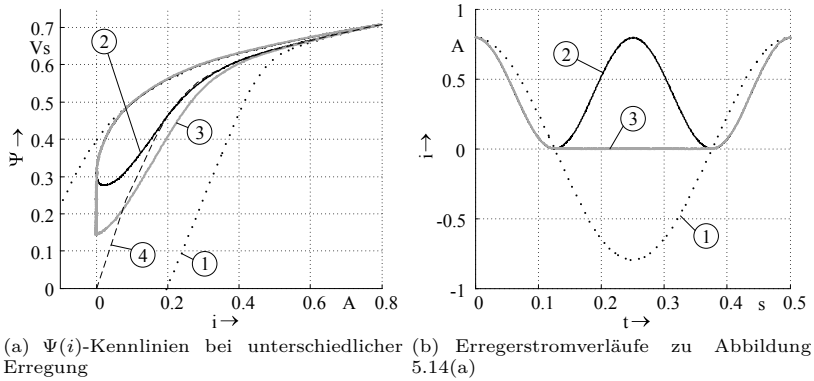


Abbildung 5.14: Verluste bei unterschiedlichen Anregungen: 1 sinusförmig mit symmetrischer Aussteuerung, 2 unipolar sinusförmig, 3 unipolar sinusförmig mit Pause, 4 statische Kurve

kerposition und vergleichbarem zeitlichen Verlauf der Erregung erzeugt die einseitige Aussteuerung eine innere Schleife. Wird der gleiche Spitzenwert des verketteten magnetischen Flusses erreicht, liegen die Spitzen der Kurven aufeinander. Abbildung 5.15 verdeutlicht, dass diese Annahme Gültigkeit besitzt.

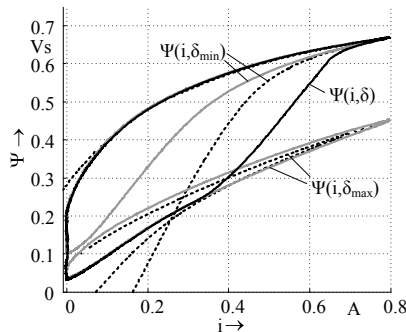


Abbildung 5.15: $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien eines PR45 mit unipolarer elektrischer Erregung

Die Kennlinien für δ_{max} und δ_{min} werden an Kennlinien mit symmetrischer Aussteuerung ausgerichtet. Die Kennlinie des Aktors mit Bewegung wird am Maximum der Kurve für δ_{min} orientiert. Es ist zu erkennen, dass die Kurve des bewegten Aktors bei abgefallenem Anker exakt auf der Kurve von δ_{max} liegt. Ferner ist die obere Hysteresekurve vom Maximum her kommend deckungsgleich mit der von δ_{min} .

In dem in Abbildung 5.14(a) dargestellten Beispiel entstehen die größten Verluste, wenn der Magnetkreis mit sinusförmiger Anregung ummagnetisiert wird. Diese Anregungsform entspricht der von den Normen für die Messung von Materialeigenschaften vorgeschlagenen Anregung [2]. Die Krafrichtung neutraler Elektromagnete ist unabhängig von der Stromrichtung. Mit Ausnahme von Wechselstrommagneten werden sie deshalb mit unipolarer Erregung betrieben. Diesen Betriebsfall soll die einseitige, sinusförmige Erregung annähern. Um eine vergleichbare Ummagnetisierungsgeschwindigkeit zu erhalten, wird hier bei halber Amplitude mit der doppelten Frequenz von 4 Hz angeregt. Die bei dieser Anregungsform von der Hysteresekurve eingeschlossene Fläche ist deutlich kleiner als die bei bipolarer Magnetisierung.

Abbildung 5.16(a) zeigt, dass die Kennlinien bei unipolarer Erregung mit steigender Frequenz bei $i = 0$ nach oben wandern. Da die Kennlinien mit eingepprägtem Strom i und damit eingepprägter Durchflutung Θ aufgenommen wurden, bleiben als verzögerndes Element im magnetischen Kreis nur die Wirbelströme in Form der magnetischen Induktivität L_{mag} (Abbildung 5.11).

Wirbelströme wirken dem Abbau des magnetischen Feldes entgegen. Hierdurch wird der magnetische Fluss im Eisenkreis eine Zeit lang aufrecht erhalten. Der Einfluss der Wirbelströme steigt mit zunehmender Frequenz, entsprechend steigt der verbleibende Restfluss. Dies zeigt sich in einem frequenzabhängigen Anstieg der induzierten Spannung bei $i=0$ A. Durch die Integration ergibt sich eine Verschiebung der $\Psi(i)$ -Kennlinie nach oben (Abbildung 5.16(b)). Der Anstieg der unteren Flussgrenze wird nicht durch Remanenz verursacht, sondern ist ein reiner Wirbelstromeffekt. Die von der $\Psi(i)$ -Kennlinie eingeschlossene Verlustenergie pro Aufmagnetisierungszyklus ist bei höheren Frequenzen entsprechend geringer. Die im Material des Reluktanzaktors erzeugte Verlustleistung steigt trotzdem, da der Flächeninhalt mit der Frequenz multipliziert wird.

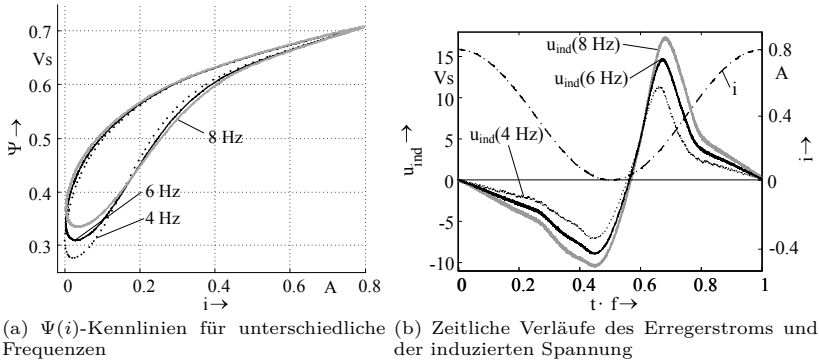


Abbildung 5.16: Auswirkungen von Wirbelströmen auf die $\Psi(i)$ -Kennlinie eines PR45 bei unipolarer sinusförmiger Erregung bei minimalem Luftspalt

Diese Form der einseitigen Erregung ist typisch für Proportional- und Schwingmagnete im kontinuierlichen Betrieb ohne Rast. Auch für Resonanzantriebe, die mit der mechanischen Resonanzfrequenz betrieben werden und deshalb keine ausgeprägten Haltephasen aufweisen, ist die Ansteuerung ähnlich [83].

Die vorherrschenden Bewegungsverläufe bei Elektromagneten sind wechselsinnige Bewegungen mit steuerbaren Rasten. In den Rastphasen, in denen keine Änderung der Durchflutung stattfindet, klingen die Wirbelströme ab. Die bei diesen Bewegungsverläufen auftretende Erregung wird im folgenden Verlauf weiter betrachtet. Der zeitliche Verlauf des Erregerstroms 3 in Abbildung 5.14(b) entspricht einem Sinus mit Offset und einer Rastphase bei $i = 0$ A. In Abbildung 5.17 werden die $\Psi(i)$ -Kennlinien und die induzierten Spannungen für verschiedene Frequenzen gegenübergestellt.

In der Zeit, in der der Erregerstrom auf 0 A gehalten wird, klingen die Wirbelströme und damit die induzierte Spannung langsam ab. Dies bewirkt in der $\Psi(i)$ -Kennlinie ein Abfallen des verketteten Flusses bei $i = 0$ A. Die Kurven für die Erregungsfrequenz von 2 Hz und 3 Hz enden bei dem gleichen Ψ -Wert. Der minimale verkettete Fluss für die 4-Hz-Kurve ist geringfügig größer, da hier der Ausgleichsvorgang noch nicht vollständig abgeschlossen ist. Eine weitere Haltephase bei Erreichen von $i = 0,8$ A am Ende des Erregungsverlaufs

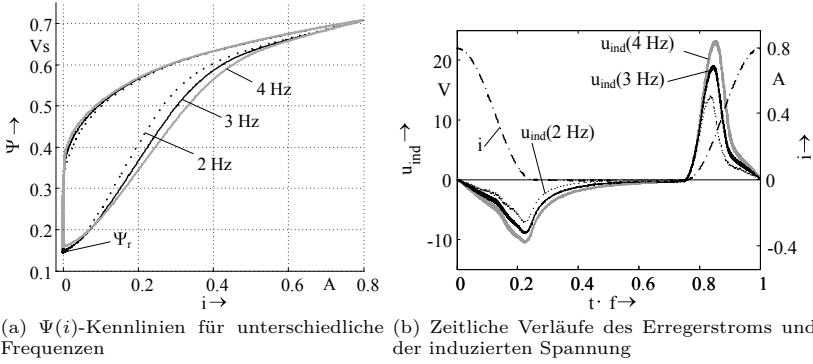


Abbildung 5.17: Auswirkungen von Wirbelströmen und Ausgleichsvorgängen auf die $\Psi(i)$ -Kennlinie eines PR45 bei unipolarer Erregung bei minimalem Luftspalt

ist in diesem Beispiel nicht nötig. Durch die Änderung der magnetischen Flussdichte wird in den elektrisch leitfähigen Magnetkreiskomponenten eine Spannung induziert. Es stellt sich ein Strom ein, der neben dem Leitwert des Materials von der geometrischen Gestaltung des jeweiligen Bauteils abhängt [100]. Im Bereich der Sättigung sind nur geringe Wirbelstromverluste zu erwarten, da dort die Änderung der magnetischen Flussdichte dB/dt gering ist.

Die Erregungsform hat einen großen Einfluss auf die Flächenverteilung innerhalb der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie. Per Definition ist die magnetische Energie W_{mag} die Energie, die im Magnetkreis gespeichert und rückgewinnbar ist. Abbildung 5.18 zeigt die $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien bei minimalem und maximalem Luftspalt für den statischen Fall und für die einseitige Erregung mit Pause bei 3 Hz. Im Vergleich zum vorher betrachteten verlustfreien Fall setzt sich nun die Gesamtenergie aus drei Teilen zusammen:

$$\Psi_0 \cdot I_0 = W_{mag} + W_{mag}^* + W_v. \quad (5.19)$$

Die von der $\Psi(i, \delta)$ -Kurve eingeschlossene Fläche entspricht der an dieser Ankerposition bei der vorliegenden Erregung entstehenden magnetischen Verlustenergie. Die magnetische Energie wird von der oberen Hysteresekurve

begrenzt. Die untere Hysteresekurve begrenzt den Anteil der magnetischen Co-Energie.

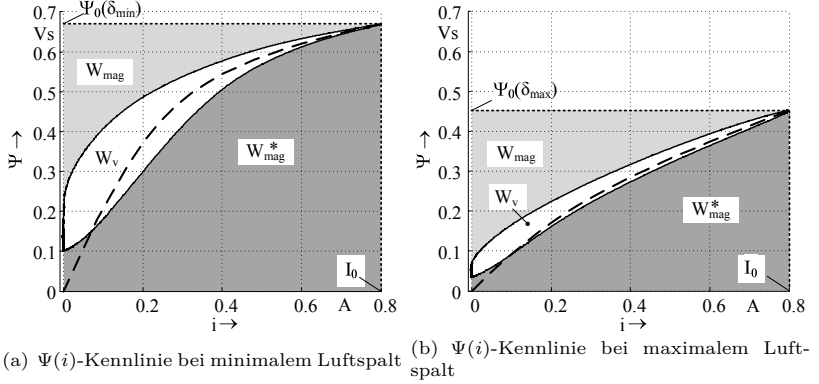


Abbildung 5.18: Luftspaltabhängigkeit der Ummagnetisierungsverluste bei identischer Erregung; statische Kurve gestrichelt

Der Vergleich von Abbildung 5.18(a) und 5.18(b) belegt die Luftspaltabhängigkeit der Ummagnetisierungsverluste. Beim minimalen Luftspalt treten die maximalen Verluste auf. Der magnetische Gesamtwiderstand ist am kleinsten, wenn der Anker angezogen ist. Geht man von einer Erregung mit eingepprägtem Strom i bzw. eingepprägte Durchflutung Θ aus, wird in dieser Stellung für einen bestimmten Wert von Θ der größte magnetische Fluss Φ erreicht. Dies trifft auch auf die Änderung des magnetischen Flusses $d\Phi/dt$ bei vorgegebenem zeitlichen Verlauf der Durchflutung zu. Aufgrund des Gradienten des magnetischen Flusses und des elektrischen Widerstands R_w des Bauteils bildet sich ein Wirbelstrom i_{wurb} um den sich ändernden Fluss aus [100]:

$$i_{wurb} = \frac{u_{ind}}{R_w} = -\frac{1}{R_w} \frac{d\Phi}{dt}. \quad (5.20)$$

Die im Material entstehenden elektrischen Verluste führen zu einer Aufweitung der Kurve. Bei gleichem zeitlichem Verlauf der Erregung sind die Ummagnetisierungsverluste bei der höchsten Amplitude am größten. Bei größeren Luftspalten entstehen aufgrund des größeren Widerstandes des Luftspaltes kleinere Feldstärken im Eisen, kleinere Gradienten der Flussdichte und da-

mit geringere Verluste. Die Verluste bei minimalem Luftspalt übersteigen stets diejenigen, die bei größeren Luftspalten auftreten können. Damit kann eine Abschätzung des Energieanteils $W_{mech,min}$ erfolgen, der mindestens in mechanische Energie gewandelt wird.

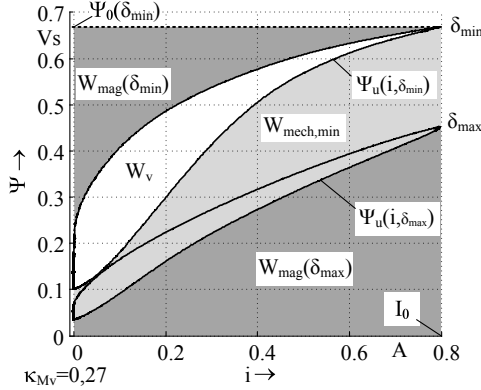


Abbildung 5.19: Abschätzung der in mechanische Arbeit wandelbaren Energie

Die mechanische Energie kann wie im verlustfreien Fall mit vernachlässigbarem Fehler aus der Differenz der Co-Energien berechnet werden kann [84]:

$$\Delta W_{mag}^* = W_{mech}. \quad (5.21)$$

Entsprechend der Neukurve der ferromagnetischen Materialien läuft auch die statische $\Psi(i)$ -Kennlinie tangential in die untere Hysteresekurve ein. Dieses Verhalten führt dazu, dass sich der größte Teil der Verluste über der statischen Kurve befindet. Hieraus kann man schlussfolgern, dass Hysteres- und Wirbelstromverluste die magnetische Co-Energie und damit das Vermögen des Antriebs mechanische Arbeit zu verrichten in geringerem Maße reduzieren, als die aus dem magnetischen Feld rückgewinnbare Energie (vgl. [84]). Vergleicht man die mechanische Energie aus dem Messbeispiel in Abbildung 5.19 mit der statisch ermittelten aus Abschnitt 5.2.1.2 (Abbildung 5.13(a)), so liegt die mechanische Energie für den verlustbehafteten Fall um 6,3% unter der statischen. Die bei δ_{min} gespeicherten magnetischen Energien un-

terscheiden sich deutlicher. Durch die im Eisenkreis auftretenden Verluste wird die magnetische Energie um 44 % reduziert.

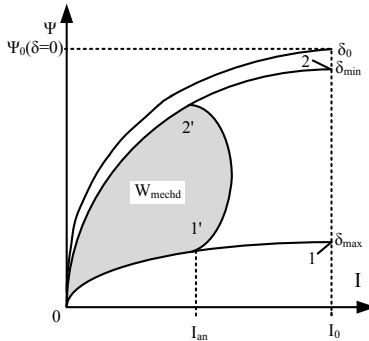
Berücksichtigt man die bei einer bestimmten Erregung entstehenden Verluste, kann der verlustbereinigte magnetische Wirkungsgrad berechnet werden:

$$\kappa_{Mv} = \frac{W_{mech,min}}{I_0 \cdot \Psi_0} = \frac{\int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta_{min}) di - \int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta_{max}) di}{I_0 \cdot \Psi_0}. \quad (5.22)$$

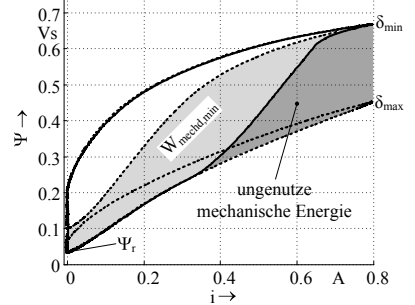
Dementsprechend sinkt der magnetische Wirkungsgrad des Magneten PR45 von $\kappa_M = 0,30$ auf $\kappa_{Mv} = 0,27$.

5.2.1.4 Messungen mit bewegtem Anker

Ist eine Bewegung des Ankers zugelassen, verringert sich die vom Elektromagneten wandelbare mechanische Energie [52]. Eine theoretische Schätzung für den verlustfreien Fall ist in Abbildung 5.20(a) dargestellt.



(a) Verlustfreie dynamische Magnetarbeit, Anzugsvorgang [52]



(b) Gemessene Magnetarbeit eines PR45 bei sinusförmiger Erregung mit Pause von 2 Hz, Anzug und Abfall

Abbildung 5.20: Dynamische Magnetarbeit im $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinienfeld

Statt der statischen Magnetarbeit W_{mech} (Fläche 0-1-2-0) ist nur noch die geringere dynamische Magnetarbeit W_{mechd} (Fläche 0-1'-2'-0) verfügbar. Diese Reduzierung ist abhängig von:

- der an den Aktor angekoppelten Last,
- den Eigenschaften des Eisenkreises und
- der elektrischen Erregung.

Nach [52] können die Kennziffern dynamischer magnetischer Wirkungsgrad κ_{Md} und dynamischer Ausnutzungsgrad k_{d1} abgeleitet werden:

$$\kappa_{Md} = \frac{W_{mechd}}{\Psi_0(\delta = 0) \cdot I_0}, \quad (5.23)$$

$$k_{d1} = \frac{W_{mechd}}{W_{mech}}. \quad (5.24)$$

Diese Kennziffern berücksichtigen im Vergleich zum magnetischen Wirkungsgrad zusätzlich die Ansteuerung und Last. Eine Aufnahme der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie 0-1'-2'-0 ohne Berücksichtigung von Verlusten in Form einer Kommutierungskurve ist nicht möglich.

Die Überlegungen aus Abschnitt 5.2.1.3 zur verlustbehafteten Energiewandlung treffen auch auf den Betriebsfall mit bewegten Anker zu. Abbildung 5.20(b) zeigt eine analoge Betrachtung. Bei dem gemessenen Magneten handelt es sich wie in den vorangegangenen Beispielen um einen PR45. Die Entstehung der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie mit Bewegung ist in Abbildung 5.21(a) dargestellt. Die gepunkteten Verläufe wurden mit festgehaltenem Anker bei minimalen und maximalen Luftspalt ermittelt. Die durchgezogene schwarze Kennlinie entsteht bei freiem Anker mit einer Feder als Last. Für alle Messungen wird der selbe Stromverlauf in die Erregerspule des Aktors eingeprägt.

Die Kennlinie des Magneten mit bewegtem Anker beginnt auf der unteren Hysteresekurve für den Luftspalt δ_{max} bei der Remanenz Ψ_r . Mit zunehmendem Strom wird der Aktor auf dieser Kennlinie aufmagnetisiert. Wird der Anzugsstrom I_{an} erreicht, beginnt die Bewegung des Ankers und die Kennlinie für δ_{max} wird verlassen. Bei I_{Ende} erreicht der Anker den Anschlag. Der Verlauf zwischen I_{an} und I_{Ende} hängt hauptsächlich von der Last und dem zeitlichen Verlauf der Erregung ab. Die Kennlinie nähert sich nun der unteren Grenzkurve für δ_{min} an. Beim Abschalten des Stroms folgt diese der oberen Grenzkurve, bis der Strom $i = 0$ A erreicht wird. Die Wirbelströme im Eisenkreis sorgen dafür, dass sich der Feldabbau verzögert und der Anker erst nach einer gewissen Zeit bei $i = 0$ A abfällt. Umfangreiche Untersuchungen zum Einfluss von Wirbelströmen auf den Abfallverzug findet

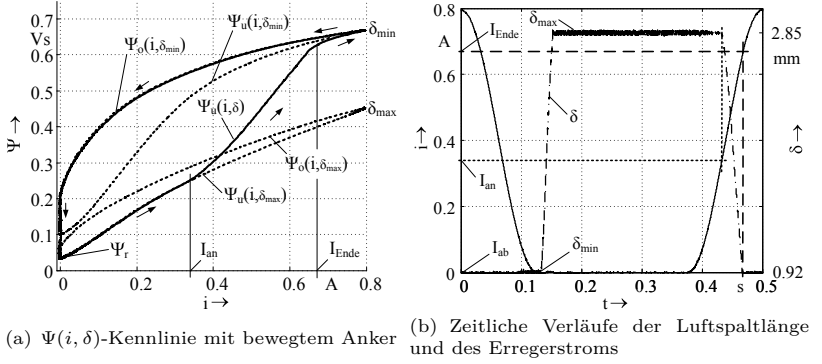


Abbildung 5.21: Einfluss der Ankerbewegung auf die $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie eines PR45

man in [83]. Der exakte Beginn der Bewegung kann meist nur schwer aus der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie bestimmt werden. Der Anker bewegt sich zu Beginn mit geringer Geschwindigkeit. Entsprechend klein ist die Bewegungsinduktion an dieser Stelle.

Abbildung 5.21(b) zeigt die zeitlichen Verläufe der Ankerposition und des Erregerstroms. Die Ankerposition wurde synchron zur Messung der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie mit einem Laservibrometer über einen zusätzlichen Kanal der Messhardware aufgezeichnet. Aus den gemessenen Kurven werden der Anzugsstrom I_{an} und der Stromwert I_{Ende} , bei dem die Hubendlage erreicht wird, bestimmt.

Eine Abschätzung der Anzugszeit t_{12} und Rücklaufzeit t_{22} kann auf Basis der zeitlichen Verläufe der in die Erregerwicklung induzierten Spannung bzw. deren Ableitung nach der Zeit bestimmt werden. In Abbildung 5.22 erkennt man, dass Beginn und Ende der Bewegung aufgrund der Bewegungsinduktion Änderungen in der Steigung der induzierten Spannung hervorrufen. In deren Ableitung zeigt sich die Änderung in Form von Spitzen. Am deutlichsten sieht man die Anschläge des Ankers beim Anzugs- und Abfallvorgang, da hier die größten Änderungen der Ankergeschwindigkeit auftreten. Bei Anwendungen, in denen weder der Anker noch das angekoppelte mechanische

System zugänglich sind, kann auf diese Weise die Anzugs- und Rücklaufzeit ermittelt werden.

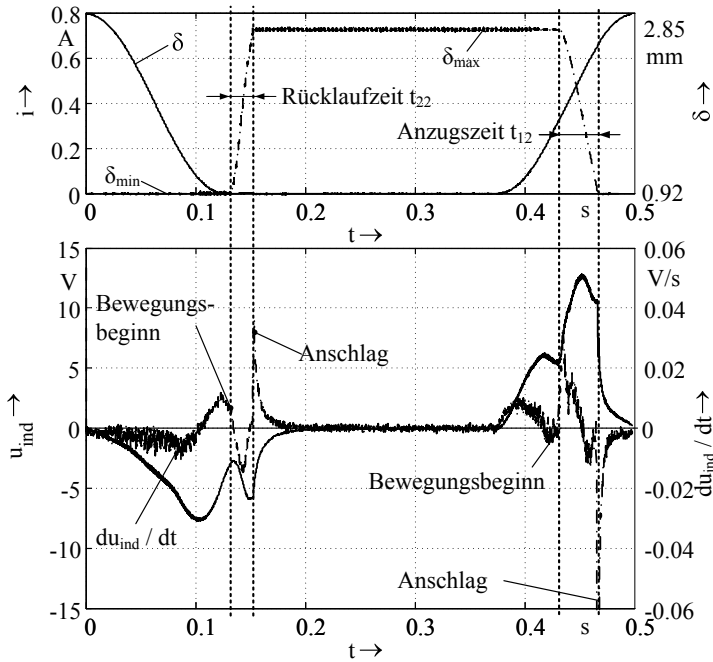


Abbildung 5.22: Abschätzung dynamischer Kennwerte auf Grundlage des Verlaufs der magnetischen Größen

Berücksichtigt man die entstehenden Verluste, berechnen sich der verlustbereinigte dynamische magnetische Wirkungsgrad κ_{Mdv} und der verlustbereinigte magnetische Ausnutzungsgrad k_{d1v} wie folgt:

$$\kappa_{Mdv} = \frac{W_{mechd,min}}{I_0 \cdot \Psi_0(\delta = 0)} = \frac{\int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta_{min}) di - \int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta) di}{I_0 \cdot \Psi_0(\delta = 0)}, \quad (5.25)$$

$$k_{d1v} = \frac{W_{mechd,min}}{W_{mech}} = \frac{\int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta_{min}) di - \int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta) di}{\int_0^{I_0} \Psi_{statisch}(i, \delta_{min}) di - \int_0^{I_0} \Psi_{statisch}(i, \delta_{max}) di}. \quad (5.26)$$

Die maximal erreichbare mechanische Arbeit ist nicht wie im statischen Fall konstant, sondern von der Aussteuerung abhängig. Aus diesem Grund wird zusätzlich die Kennzahl k_{d1v*} eingeführt. Sie ist das Verhältnis aus dynamischer Magnetarbeit und maximal leistbarer Arbeit unter Berücksichtigung der Ansteuerung:

$$k_{d1v*} = \frac{W_{mechd,min}}{W_{mech,min}} = \frac{\int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta_{min}) di - \int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta) di}{\int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta_{min}) di - \int_0^{I_0} \Psi_u(i, \delta_{max}) di}. \quad (5.27)$$

Abbildung 5.23 zeigt $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien des PR45 bei der Arbeit gegen eine Feder mit unterschiedlichen Anregungsfrequenzen. In Tabelle 5.4 wurden die hier vorgestellten Kennziffern für die einzelnen Verläufe berechnet. Die maximal leistbare mechanische Arbeit $W_{mech,min}$ wird nach oben durch die untere Grenzkurve der $\Psi(i, \delta_{min})$ -Kennlinie begrenzt. Mit zunehmender Frequenz nähert sich diese aufgrund steigender Wirbelstromverluste dem Verlauf von $\Psi(i, \delta_{max})$. Die in mechanische Arbeit wandelbare Energie wird geringer. Mit steigender Frequenz nimmt der magnetische Wirkungsgrad κ_{Mv} bei konstanter Gesamtenergie $\Psi_0 I_0$ ab. Den magnetischen Wirkungsgrad kann man durch eine entsprechende Materialwahl beeinflussen. Mit dem Einsatz von Magnetmaterialien mit höherem elektrischem Widerstand oder durch Blechung des Magnetkreises können Wirbelströme wirksam reduziert werden. Das Arbeitsvermögen bei höheren Frequenzen wird so verbessert.

Gleichzeitig zur Reduzierung der mechanischen Arbeit wandert die rechte Grenze der $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie mit Bewegung weiter nach außen. Hierdurch bleibt die geleistete dynamische Magnetarbeit $W_{mechd,min}$ konstant. Dies entspricht den Erwartungen. In allen drei Fällen arbeitet der Magnet gegen die selbe Feder mit identischer Vorspannung und Hub. Die Auswirkungen von geschwindigkeitsproportionaler Reibung und Dämpfung sind in dem verwendeten Aufbau vernachlässigbar. Es wird stets die gleiche mechanische Arbeit

	2Hz	3Hz	4 Hz
κ_{Mv}	0,28	0,27	0,25
κ_{Mvd}	0,17	0,17	0,17
k_{d1v}	0,59	0,59	0,59
k_{d1v*}	0,63	0,67	0,71
$W_{mech,min} [J]$	0,16	0,15	0,14
$W_{mechd,min} [J]$	0,10	0,10	0,10

Tabelle 5.4: Kennziffernvergleich für die in Abbildung 5.23 dargestellten Bewegungen

verrichtet. Da neben $W_{mechd,min}$ auch die statische Magnetarbeit W_{mech} und die Gesamtenergie $\Psi_0 I_0$ konstant sind, sind es auch der dynamische Ausnutzungsgrad k_{d1v} und der dynamische magnetische Wirkungsgrad κ_{Mdv} .

Mit steigender Frequenz wird der Prozentsatz der gewandelten Energie von der wandelbaren größer. Mit einem dynamischen Ausnutzungsgrad k_{d1v*} von 1 kann der Aktor die Bewegungsaufgabe gerade noch erfüllen. Geht man davon aus, dass sich das mechanische Teilsystem geschwindigkeitsunabhängig verhält, kann man den Ausnutzungsgrad extrapolieren. Bei der gewählten Erregungsform sind mit dem Aktor und der Last maximal eine Frequenz von 10,9 Hz erreichbar.

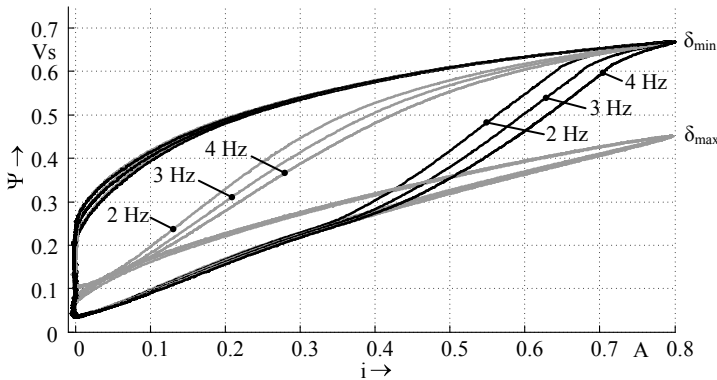


Abbildung 5.23: $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien eines PR45 bei einseitiger Aussteuerung mit Pause und unterschiedlichen Frequenzen

Zusammenfassung

Anhand eines einfachen Beispiels wurde demonstriert, dass auf Grundlage gemessener $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinien umfangreiche Betrachtungen der elektromagnetischen Energiewandlung möglich sind. Da die mechanische Energiewandlung auf die magnetische zurückwirkt, kann auch diese bewertet werden [43]. Durch die Berücksichtigung realer Erregungsverläufe bei der Messung von Aktoren ist es möglich den Einfluss von Wirbelströmen auf den Aktor zu untersuchen und Magnetkreismaterialien gezielt auszuwählen. Über den Vergleich von Kennlinien können die Eigenschaften eines Aktors überwacht werden. Mittels der Analyse der Kennlinien kann man relevante Informationen über den Aktor erhalten. Diese können in der Entwicklung nutzbringend zur Beurteilung von Mustern und zum Vergleich unterschiedlicher Konstruktionen eingesetzt werden. Durch Anwendung des vorgestellten Messverfahrens kann man summarisch die Material-, Herstellungs-, und Entwicklungsqualität prüfen. Weiterführende Ansätze zur Analyse und Interpretation der Energiewandlung werden in [42] vorgestellt.

5.2.2 Messungen an schnellschaltenden Elektromagneten

Ein Grund für den Entwurf eines neuen Messgerätekonzept ist, dass mit bisher auf dem Markt befindlichen Einspulenmessgeräten schnellschaltende Elektromagneten nicht mit ausreichender Qualität gemessen werden können. Dies liegt zum einen an der Geschwindigkeit der Datenerfassung, die nicht für die Auflösung von Schaltzeiten unter 1 ms ausgelegt ist. Zum anderen stellen die elektrischen Eigenschaften dieser in der Regel niederohmigen Aktoren hohe Anforderungen an die Regelung der Erregergröße. In diesem Abschnitt wird an zwei Beispielen belegt, dass sich das hier vorgestellte Messgerätekonzept für die Messung von schnellschaltenden Aktoren eignet. Anhand der gemessenen Kennlinien ist es möglich, diese Aktoren mit den in Abschnitt 5.2.1 vorgestellten Verfahren zu charakterisieren.

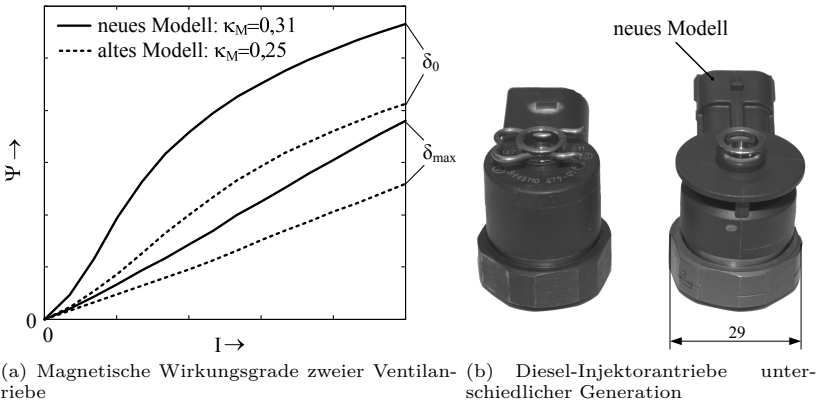


Abbildung 5.24: Beispielmessung: Magnetischer Wirkungsgrad von Ventilantrieben unterschiedlicher Generationen

Bei den ersten untersuchten Aktoren handelt es sich um PKW-Dieselinjektoren. Der in einem Injektor verbaute Magnetantrieb ist auf Schaltzeit optimiert, die im Bereich von wenigen hundert μs liegt. Eine Untersuchung der Aktoren nach statischen Gesichtspunkten (Abschnitt 5.2.1.2) ist durch die Aufnahme einer Kommutierungskurve möglich. Da der Anker

im montierten Zustand nicht zugänglich ist, um ihn zu blockieren, werden die Aktoren zur Messung ausgebaut. Abbildung 5.24(a) zeigt die Kommutierungskurven der zwei in Abbildung 5.24(b) dargestellten Ventilantriebe aus unterschiedlichen Injektorgenerationen. Aufgrund der geringen Windungszahl und der damit verbundenen geringen Induktivität wurden die Kommutierungskurven bei einer Frequenz von 300 Hz aufgenommen. Durch die Optimierung der Magnetkreisgeometrie wurde der magnetische Wirkungsgrad beim neuen Modell um 24 % gesteigert. Das eingesetzte Magnetkreismaterial ist bei beiden Antrieben identisch.

In vielen Applikationen elektromagnetischer Aktoren sind die Abtriebe und die daran angeschlossene Mechanik nicht zugänglich, wie es auch beim Injektor der Fall ist. Hier kann die Funktion des Aktors nicht direkt über Ein- und Ausgangsgrößen geprüft werden. Abbildung 5.25 zeigt exemplarisch im Diagramm links oben die $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie eines schaltenden Injektors im montierten Zustand bei unipolarer sinusförmiger Erregung mit einer Frequenz von 50 Hz.

Die gemessene Hysteresekurve ist auf den ersten Quadranten beschränkt. Im Verlauf der induzierten Spannung rechts unten erkennt man deutlich die Punkte, bei denen die Ankerbewegung beginnt und endet. Aus der unteren Grenzkurve kann der Wert für den Anzugsstrom bestimmt werden. In der Kennlinie zeigt sich, dass die Feder, gegen die der Aktor arbeitet, zwei Bereiche mit unterschiedlicher Steifigkeit besitzt. Der gewählte Spitzenstrom ist bei der vorhandenen Last ausreichend, um die Hubendlage sicher zu erreichen.

Anhand des Verlaufs der oberen Grenzkurve kann man den Abfallstrom bestimmen, ab dem die Rückstellbewegung des Ankers durch die Feder beginnt. Aus den zeitlichen Verläufen der gemessenen Größen können Anzugs- und Rücklaufzeit berechnet werden.

Für die Prüfung von Aktoren auf Basis ihrer magnetischen Eigenschaften hat der gewählte Verlauf der Erregung besondere Bedeutung. Abbildung 5.26 zeigt die $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie eines Schaltmagneten für eine hydraulische Volumenstromregelung mittels Pulsweitenmodulation. Der gewählte Erregungsverlauf mit Boost- und Haltephase wurde an den realen Betrieb des Magneten angelehnt. Im Verlauf der induzierten Spannung ist der Anzugsvorgang gut zu erkennen. Aufgrund des langsam sinkenden Stroms am Ende der Hal-

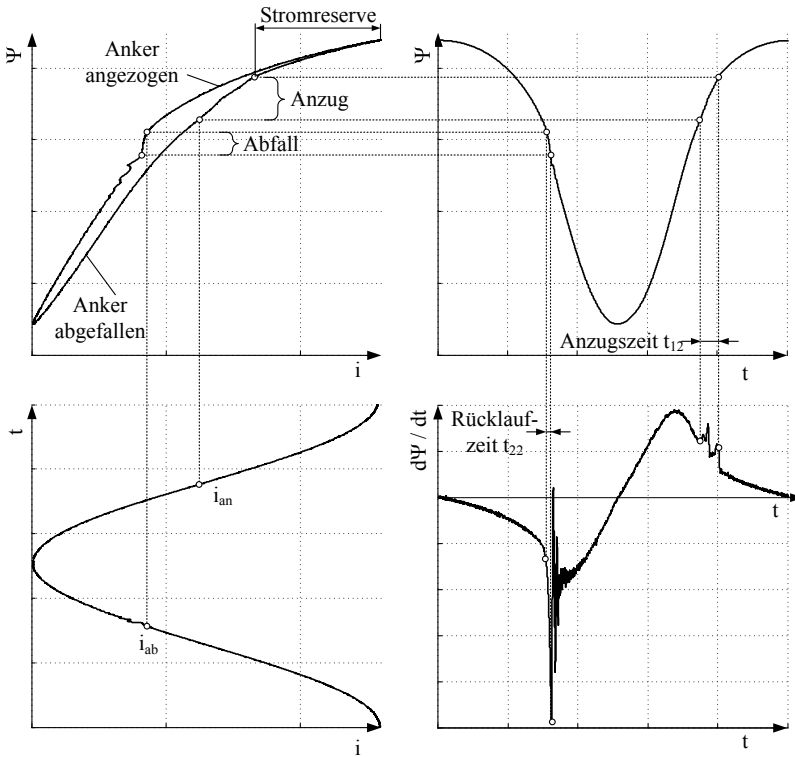


Abbildung 5.25: $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie eines schaltenden Dieselinjektors mit charakteristischen Punkten; Darstellung nach [42]

tephase fällt der Anker mit geringer Geschwindigkeit ab. Beginn und Ende der Rückstellbewegung sind so in der induzierten Spannung nicht sichtbar. Abbildung 5.27 zeigt den gleichen Magneten bei sinusförmiger Erregung. In diesem Beispiel sind sowohl Anzugs- als auch Rückstellbewegung detektierbar.

Die oben beschriebenen Informationen können in Entwicklung und Produktion auf unterschiedliche Art genutzt werden. Auf Basis eines Vergleichs der gemessenen Kennlinie mit einer Referenzkennlinie kann am Ende der Produk-

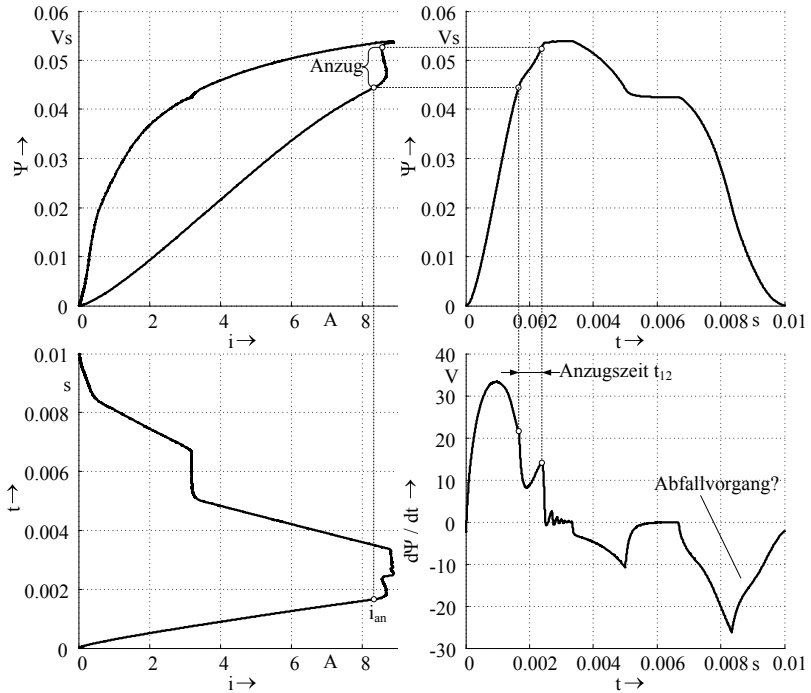


Abbildung 5.26: $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie eines schaltenden Hydraulikventilantriebs mit charakteristischen Punkten bei anwendungsnaher Anregung; Darstellung nach [42]

tion eine Stückprüfung stattfinden. Das Messgerät kann in der Entwicklung für die Durchführung von Dauerlaufversuchen genutzt werden. Mechanischer Verschleiß und Änderungen im Magnetkreis äußern sich durch ihre Rückwirkung auf die magnetische Energiewandlung [83]. Im Entwurf ist es üblich, Netzwerkmodelle über ihre $\Psi(i, \delta)$ - Kennlinien mit FEM abzugleichen. Man geht davon aus, dass ein Übereinstimmen dieser Kennlinien auch ein Übereinstimmen der Funktion mit sich bringt [52]. Mit Hilfe der hier vorgestellten Messung können diese Kennlinien nicht nur an Modellen, sondern auch mit dem realen Aktor abgeglichen werden. Abweichungen an Prototypen oder in der Serie können so auf effektive Weise identifiziert werden.

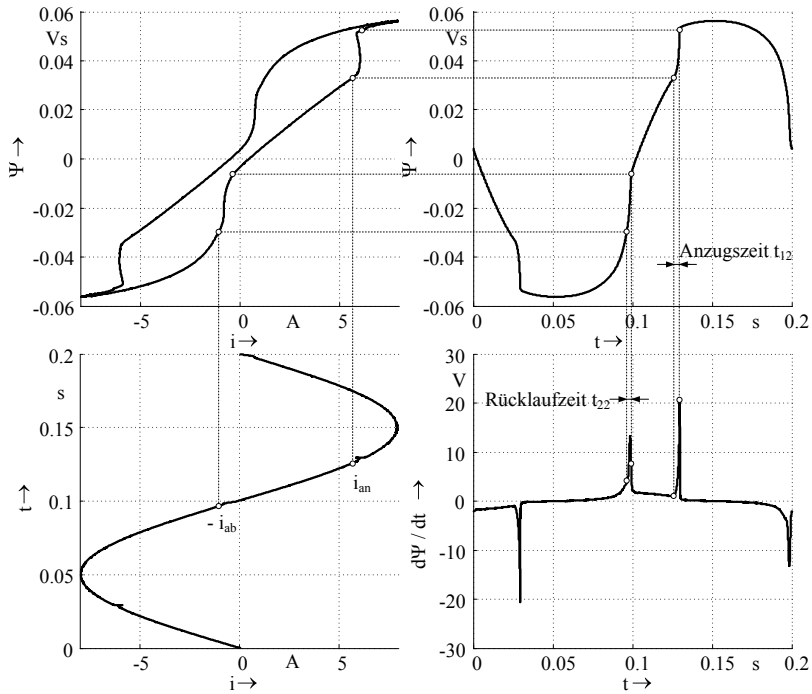


Abbildung 5.27: $\Psi(i, \delta)$ -Kennlinie eines schaltenden Hydraulikventilantriebs mit charakteristischen Punkten bei sinusförmiger Anregung; Darstellung nach [42]

6 Zusammenfassung

Messplätze zur Bestimmung der magnetischen Materialeigenschaften sind bisher kostenintensiv und in der Regel nur für die Messung weniger Größen geeignet. Ferner ist auf Basis geltender Normen nur eine Messung an definierten Prüfkörpern auf Basis von Ausgangsmaterialien unter festgelegten Bedingungen vorgesehen. Der Einfluss von Bearbeitungsprozessen und nicht sinusförmigen Ansteuersignalen zeigt sich erst am fertig montierten Aktor.

Die Bewertung elektromagnetischer Aktoren und deren Komponenten ist durch eine Messung und Auswertung ihrer magnetischen Eigenschaften möglich. Auf Basis von Simulation und Messung können zulässige Abweichungen festgelegt werden. Mittels geeigneter Messverfahren können diese vom Entwurf bis zur Anwendung geprüft werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Verfahren entwickelt, das die Überwachung von Prozessen durch die inneren sensorischen Eigenschaften der Erzeugnisse ermöglicht. Mit einer Messung können viele funktionsrelevante magnetische Eigenschaften erfasst werden. Qualitätsmerkmale können dort geprüft werden, wo sie entstehen.

Hierzu wurde das seit vielen Jahren bewährte Verfahren der Induktionsmethode zur Messung magnetischer Eigenschaften an die Anforderungen von Messungen an elektro-magneto-mechanischen Energiewandlern im industriellen Umfeld angepasst. Ferner wurden die für die Umsetzung dieses Verfahrens benötigten Komponenten analysiert.

Der Vorteil des hier beschriebenen Messverfahrens im Vergleich zu herkömmlichen besteht darin, dass die magnetischen Eigenschaften elektromagnetischer Aktoren mit frei wählbarer Erregung über die im Aktor enthaltene Spule bestimmt werden. Durch das angepasste adaptive Reglerkonzept und die Temperaturkompensation der Einspulenmessung ist eine große Vielfalt elektromagnetischer Antriebselemente messbar.

Ein weiteres besonderes Merkmal ist der einfache Aufbau des Messsystems, der sich aufgrund des gewählten Erregungs- und Reglerkonzepts ergibt. Für die Messung über die Erregerspule ist mit der iterativen Steuerung neben der Strommessung und einem USB-Oszilloskop nur ein Spannungsverstärker nötig.

Die Bestimmung der Kennlinien erfolgt in nur wenigen Sekunden. Diese Eigenschaften qualifizieren das magnetische Messverfahren für die zeitkritische Bewertung teil- und fertigmontierter Aktoren.

Bisher erfolgte die Betrachtung des Elektromagneten als dynamischen Energiewandler meist ohne die Berücksichtigung von Wirbelstrom- und Hystereseverlusten. Mit diesem neuen Verfahren wird es möglich, ansteuerungsabhängige Wirbelströme und Hystereseverluste in Aktoren zu messen. Anhand von Messergebnissen wurde die Theorie zur dynamischen elektromagnetischen Energiewandlung um den realen, verlustbehafteten Betrieb erweitert. Hieraus können neue Ansätze zur Optimierung elektro-magneto-mechanischer Energiewandler abgeleitet werden.

Ferner wurde demonstriert, dass das Messverfahren in der Lage ist, weitere in der betrieblichen Praxis anfallende Messaufgaben zu realisieren. Hierzu zählen die normgerechte Materialprüfung, die Qualitätsbewertung von Aktorkomponenten, sowie die Gewinnung anwendungsspezifischer Materialdaten für den Entwurf.

Die Anwendungstauglichkeit wird dadurch bestätigt, dass der im Rahmen dieser Arbeit entstandene Demonstrator bereits in der Industrie zur Qualitätsprüfung von Bauteilen und Aktoren im Einsatz ist.

Bei der hier vorgestellten Messmethode werden nur wenige universell einsetzbare Elektronikkomponenten benötigt. Ein Großteil der Funktionalität wird mit Hilfe von Software realisiert. Hierdurch ist es mit begrenztem Aufwand möglich, den Funktionsumfang zu erweitern. Neben zahlreichen anwendungsspezifischen Messabläufen wurde eine Steuerung auf Sekundärspannung implementiert. Kellerer [53] hat gezeigt, dass die hier vorgestellte Vorsteuerung auch für die Berechnung von Spannungsverläufen zur Erzeugung einer definierten induzierten Spannung verwendet werden kann. Ohne Modifikation der Elektronik sind nun Messungen mit spannungs- und stromeingepprägter Magnetisierung möglich.

Neben den beschriebenen Schalt- und Proportionalmagneten können mit dem Messsystem weitere Magnetaktorbauformen analysiert werden. Beispielsweise wurde für Möbes [69] ein Switched-Reluctance-Motor gemessen. Anhand des gemessenen Verlaufs der drehwinkel- und aussteuerungsabhängigen Induktivität einer Phase wurden neue Ansätze zur sensorlosen Positionserkennung untersucht.

Die verwendete Messwerterfassungshardware erlaubt den parallelen synchronisierten Betrieb mehrerer Messsysteme. Hierdurch ist es möglich, einen Prüfstand für mehrphasige elektromagnetische Aktoren aufzubauen. Die Untersuchung von elektromagnetischen Motoren unter realen Betriebsbedingungen kann wertvolle Erkenntnisse über die in ihnen stattfindende Energiewandlung und ihre inneren sensorischen Eigenschaften liefern. Mit einem derartigen Prüfstand können sowohl Wege zur Wirkungsgradsteigerung untersucht als auch neue Methoden zur sensorlosen Regelung abgeleitet werden.

Ein weiteres Anwendungsgebiet ist die messtechnische Bestimmung der Eigenschaften induktiver Bauelemente der Elektrotechnik. Drosseln sind ein elementarer Bestandteil digitaler Leistungselektronik. Bisher sind nur wenige Geräte bekannt, die die Induktivität unter Berücksichtigung der Aussteuerung messen. Die hohe Grenzfrequenz des realisierten Verstärkers von 800 kHz und die iterative Steuerung kombiniert mit der Einspulenmessung erlauben die Charakterisierung von Drosseln unter realitätsnahen Bedingungen. Wird der Verlauf der Induktivität in Abhängigkeit des Stroms beim Elektronikentwurf berücksichtigt, können sowohl Funktion als auch Wirkungsgrad einer Schaltung verbessert werden.

Verzeichnis der verwendeten Symbole und Abkürzungen

Symbol	Bezeichnung
A	Fläche, Querschnittsfläche
A_{Fe}	Querschnittsfläche des Eisenkreises
B	magnetische Flussdichte
B_r	remanente Flussdichte
B_s	Sättigungsflussdichte
c	Federkonstante
c_p	spezifische Wärmekapazität
C	Kapazität
C_{th}	Wärmekapazität
d_a	Außendurchmesser
d_i	Innendurchmesser
f	Frequenz
F_0	Vorspannkraft
F	Formfaktor
F_m	Magnetkraft
h	Höhe
h_{Blech}	Blechstärke
H	magnetische Feldstärke
H_{cB}	Koerzitivfeldstärke der Induktion
i, I	elektrische Stromstärke
i_a	Ausgangsstrom
i_{an}, I_{an}	Anzugsstrom
i_{ab}	Abfallstrom
i_b	Strom durch den Brückenweig
i_{ist}	Istwert des Stroms
i_s	Strom Sekundärseite
i_{soll}	Stromsollwert

i_p	Primärstrom
i_{wirlb}	Wirbelstrom
I_{Ende}	Stromstärke bei Erreichen der Hubendlage
I_{eff}	Effektivwert des Stroms
I_{gl}	Gleichrichtwert des Stroms
k, k_x	Reglerparameter
k_{d1}	dynamischer Ausnutzungsgrad
k_{d1v}	verlustbereinigter dynamischer Ausnutzungsgrad
k_{d1v*}	erweiterter verlustbereinigter dynamischer Ausnutzungsgrad
k_p	proportionaler Verstärkungsfaktor
k_i	integraler Verstärkungsfaktor
k_d	differentieller Verstärkungsfaktor
l_{Fe}	mittlere Eisenweglänge
l	Länge
L	elektrische Induktivität
L_d	differentielle elektrische Induktivität
L_m	magnetische Induktivität
m	Masse
P_v	Verlustleistung
$P_{v, spez}$	spezifische Verlustleistung
R, R_1	elektrischer Widerstand
R_0	Startwiderstand
R_{B1}, R_{B2}	einstellbarer Brückenwiderstand
R_{Cu}	ohmscher Widerstand einer Wicklung
R_{DAC}	Teil des Widerstandsnetzwerks eines multiplizierenden DACs
R_i	Innenwiderstand
R_m	magnetischer Widerstand
R_m^{Fe}	magnetischer Widerstand des Eisenkreises
R_mx	magnetischer Luftspaltwiderstand
R_M	Messwiderstand
R_{O1}, R_{O2}	Rückkopplungswiderstand
R_{th}	thermischer Widerstand
R_w	Wirbelstromwiderstand
t	Zeit
t_{12}	Anzugszeit
t_{22}	Rücklaufzeit
t_{max}	Zeit am Ende einer Messung

T	Periodendauer
u, U	elektrische Spannung
u_0	Startspannung
u_a, U_a	Ausgangsspannung
u_{ind}	induzierte Spannung
u_p	Primärspannung
u_r	Spannung über der Rogowski-Spule
u_s, U_s	Spannungsabfall über der Sekundärwicklung
u_{stg}	Ausgangsspannung des Stellglieds
U	innere Energie
\widehat{U}_a	Spitzenwert der Ausgangsspannung
U_b	Betriebsspannung
U_e	Eingangsspannung
V	Verstärkungsfaktor
$V_{1,2}$	magnetische Spannung zwischen Punkt 1 und 2
w	Windungszahl
w_p	Primärwindungszahl
w_s	Sekundärwindungszahl
W_{ab}	abgegebene Wärmeenergie
W_{el}	elektrische Energie
W_{mag}	magnetische Energie
W_{mag}^*	magnetische Co-Energie
W_{mech}	mechanische Energie
W_v	Ummagnetisierungswärme
$W_{v,spez}$	spezifische Verlustenergie
W_{zu}	zugeführte Wärmeenergie
x	Ankerposition
X	modifizierter Gesamtwiderstand
α_{Cu}	linearer Temperaturkoeffizient von Kupfer
α_G	Gesamtwärmeübergangszahl
δ	Luftspaltlänge
δ_n	Nennhub
Δ_{RMS}	mittlere quadratische Abweichung
ϵ	größte zulässige Abweichung
η	Wirkungsgrad
ϑ_{Spule}	Spulentemperatur
$\vartheta_{Umgebung}$	Umgebungstemperatur

$\vartheta_{\ddot{u}}$	Übertemperatur
Θ	Durchflutung
κ_M	magnetischer Wirkungsgrad
κ_{Md}	dynamischer magnetischer Wirkungsgrad
κ_{Mv}	verlustbereinigter magnetischer Wirkungsgrad
κ_{Mdv}	verlustbereinigter dynamischer magnetischer Wirkungsgrad
μ_0	Permeabilität des Vakuums
μ_a	Amplitudenpermeabilität
μ_{dif}	differentielle Permeabilität
μ_i	Anfangspermeabilität
μ_{max}	maximale Permeabilität
μ_r	relative Permeabilität
ρ	Dichte
ρ	Dämpfungskonstante
τ_{th}	thermische Zeitkonstante
Φ	magnetischer Fluss
Ψ	verketteter magnetischer Fluss
Ψ_0	verketteter magnetischer Ruhefluss
Ψ_r	remanenter verketteter magnetischer Fluss
Ψ_s	verketteter magnetischer Fluss durch die Sekundärwindung

Verwendete Abkürzungen

AC	Wechselspannung
AD	analog-digital
ADC	analog-digital-Konverter
DA	digital-analog
DAC	digital-analog-Konverter
DC	Gleichspannung
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
FEM	Finite-Elemente-Methode
FPGA	Field Programmable Gate Array
KMU	kleine und mittelständische Unternehmen
PI-	proportional-integral-
PID-	proportional-integral-differentiell
PWM	Pulsweitenmodulation

RSST	rotational single sheet tester
USB	Universal Serial Bus

Literaturverzeichnis

- [1] Norm DIN 5483-1 Juni 1983. *Zeitabhängige Größen - Benennung der Zeitabhängigkeit*
- [2] Norm DIN 50460 August 1988. *Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von weichmagnetischen Werkstoffen*
- [3] Norm DIN 1319-1 Januar 1995. *Grundlagen der Messtechnik - Teil 1: Grundbegriffe*
- [4] Norm DIN EN 10265 Januar 1996. *Magnetische Werkstoffe - Anforderungen an Blech und Band aus Stahl mit festgelegten mechanischen und magnetischen Eigenschaften*
- [5] Norm DIN EN 10252 Mai 1997. *Magnetische Werkstoffe - Verfahren zur Messung der magnetischen Eigenschaften von Elektrolech und -band bei mittleren Frequenzen*
- [6] Norm DIN VDE 0580 Juli 2000. *Elektromagnetische Geräte und Komponenten*
- [7] Norm DIN EN 60404-14 Februar 2003. *Magnetische Werkstoffe - Teil 14: Verfahren zur Messung der magnetischen Dipolmomentes einer Probe aus ferromagnetischem Werkstoff mit dem Abzieh- oder dem Drehverfahren*
- [8] Norm DIN EN 10330 September 2003. *Magnetische Werkstoffe - Verfahren zur Messung der Koerzitivität magnetischer Werkstoffe im offenen Magnetkreis*
- [9] Norm DIN EN 60404-6 Oktober 2004. *Magnetische Werkstoffe - Teil 6: Verfahren zur Messung der magnetischen Eigenschaften weichmagnetischer und pulverförmiger Werkstoffe im Bereich 20 Hz bis 200 kHz mit Hilfe von Ringproben*

- [10] Norm DIN EN 10107 Oktober 2005. *Kornorientiertes Elektroblech und -band im schlussgeglühten Zustand*
- [11] Norm DIN EN ISO 9000 Dezember 2005. *Qualitätsmanagementsysteme - Grundlagen und Begriffe (ISO 9000:2005)*
- [12] Norm DIN EN 10106 November 2007. *Kaltgewalztes nicht kornorientiertes Elektroblech und -band im schlussgeglühten Zustand*
- [13] Norm DIN EN 10280 April 2007. *Magnetische Werkstoffe - Verfahren zur Messung der magnetischen Eigenschaften von Elektroblech und -band mit Hilfe eines Tafelmessgerätes*
- [14] Norm DIN EN 60404-13 Mai 2008. *Magnetische Werkstoffe - Teil 13: Prüfverfahren zur Messung der Dichte, des spezifischen Widerstandes und des Stapelfaktors von Elektroblech und -band*
- [15] Norm DIN EN 60404-5 Mai 2008. *Magnetische Werkstoffe - Teil 5: Dauermagnetwerkstoffe (hartmagnetische Werkstoffe) - Verfahren zur Messung der magnetischen Eigenschaften*
- [16] Norm DIN EN 60404-2 Januar 2009. *Magnetische Werkstoffe - Teil 2: Verfahren zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von Elektroblech und -band mit Hilfe eines Epsteinrahmens*
- [17] Norm DIN EN 60404-4 August 2009. *Magnetische Werkstoffe - Teil 4: Verfahren zur Messung der magnetischen Eigenschaften von weichmagnetischen Werkstoffen im Gleichfeld*
- [18] Norm DIN EN 60404-3 Mai 2010. *Magnetische Werkstoffe - Teil 3: Verfahren zur Bestimmung der magnetischen Eigenschaften von Elektrobund und -blech mit Hilfe eines Tafelmessgerätes*
- [19] ABDALLH, A. A.-E. ; SERGANT, P. ; CREVECOEUR, G. ; VANDENBOSCHE, L. ; DUPRÉ, L. ; SABLIK, M. : Magnetic Material Identification in Geometries With Non-Uniform Electromagnetic Fields Using Global and Local Magnetic Measurements. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 45, (2009), S. 4157 – 4160
- [20] ALBACH, M. ; DURBAUM, T. ; BROCKMEYER, A. : Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches. In: *Power Electronics Specialists Conference*,

1996. *PESC '96 Record., 27th Annual IEEE* Bd. 2, 1996. – ISSN 0275–9306, S. 1463 –1468
- [21] BARANOWSKI, S. ; TUMANSKI, S. ; ZUREK, S. : Comparison of digital methods of the control of flux density shape. In: *Przegląd Elektrotechniczny*, 85, (2009), S. 93 – 95
 - [22] BAUMBACH, J. ; ZÖPPIG, V. ; KALLENBACH, E. ; RADLER, O. ; VOLKERT, R. ; GLET, U. ; STRÖHLA, T. : Verbesserung des Regelungsverhaltens von Gleichstrommagneten durch messtechnische Bestimmung des Psi-I-Kennlinienfeldes. In: *GMM-Fachbericht 54 - Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik*. Berlin; Offenbach: VDE-Verlag, 2007, S. 57–62
 - [23] BECKELY, P. : Industrial magnetic measurements. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 215-216, (2000), S. 664 – 668
 - [24] BEETZ, S. : *Prüfung und Diagnose elektromagnetischer Antriebe auf Basis magnetischer Messtechnik*. Diplomarbeit, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Fachgebiet Entwurf Mechanischer Antriebe, Ilmenau, 2009
 - [25] BETTS, B. : *Die Zukunft der Datenerfassung*, August 2010. – <http://zone.ni.com/devzone/cda/pub/p/id/332>
 - [26] BIRKELBACH, G. ; HEMPEL, K. ; SCHULTE, F. : Very low frequency magnetic hysteresis measurements with well-defined time dependence of the flux density. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 22, (1986), Sept., S. 505–507
 - [27] BIRKELBACH, G. : *Weiterentwicklung der Meßtechnik zur Ermittlung der magnetischen Eigenschaften von Elektrolech durch digitale Signalverarbeitung*, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Diss., Dez 1985
 - [28] BIRKELBACH, G. ; FREEDEN, J. ; HEMPEL, K. : Device for the automatic determination of the magnetic properties of electrical steel sheet. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 20, (1984), Nr. 5, S. 1711 – 1713
 - [29] BIRKFELD, M. : *Die nichtlinearen, anisotropen magnetischen Eigenschaften von Elektrolech unter zweidimensionalen Magnetisierungsbedingungen Fortschr.-Ber. VDI Reihe 21 Nr. 217*. VDI Verlag GmbH,

Düsseldorf, 1997

- [30] BODE, S. : *Realisierung einer Hysteresekompensation für Gleichstrommagneten*. Diplomarbeit Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Fachgebiet Mechatronik, Ilmenau, 2004
- [31] BOGLIETTI, A. ; FERRARIS, P. ; LAZZARI, M. ; PROFUMO, F. : Energetic Behavior of Soft Magnetic Materials in the Case of Inverter Supply. In: *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, (1994), S. 1580 – 1586
- [32] BOLL, R. : *Weichmagnetische Werkstoffe - Einführung in den Magnetismus, VAC-Werkstoffe und ihre Anwendungen*. 4. Auflage. Siemens-Aktiengesellschaft, [Abt. Verl.], 1990, Berlin, München, 1990
- [33] BOZORTH, R. M.: *Ferromagnetism*. IEEE Press, Piscataway, NJ, 1993
- [34] BRIX, W. ; HEMPEL, K. ; SCHULTE, F. : Improved method for the investigation of the rotational magnetization process in electrical steel sheets. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 20, (1984), Sept., Nr. 5, S. 1708 – 1710
- [35] BURR-BROWN CORPORATION: *Programmable Gain INSTRUMENTATION AMPLIFIER*, 1991. – <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/pgs204.html>
- [36] Schutzrecht DE 203 04 227 U 1 (14.03.2003). DR. BROCKHAUS-MESSTECHNIK GMBH & CO. (Erfinder).
- [37] DR. BROCKHAUS MESSTECHNIK GMBH & CO. KG: *Firmenhomepage*, Stand: 18.11.2010. – <http://www.brockhaus-messtechnik.de>
- [38] DUNCAN, B. : *High Performance Audio Power Amplifiers*. Revised edition. Butterworth-Heinemann, Oxford, 1996
- [39] DUPONT, J. : *Audio Circuit Denmark*, Stand: 19.12.2010. – <http://www.audio-circuit.dk/LYNX.htm>
- [40] FEINDT, K. : *Untersuchungen zum Entwurf von Elektromagneten unter Berücksichtigung dynamischer Kenngrößen*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Dissertation, 2003

- [41] FURLANI, E. P.: *Permanent Magnet and Elektromechanical Devices. Materials, Analysis and Applications*. San Diego, London : Academic Press, 2001. – ISBN 0-12-269951-3
- [42] GADYUCHKO, A. : *Interpretation von $\Psi(t)$ -Kennlinien (Arbeitstitel)*, Dissertation in Vorbereitung, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Diss. in Vorbereitung, 2011
- [43] GADYUCHKO, A. ; BUSSINGER, F. ; KALLENBACH, E. ; RADLER, O. : Control Concept for Hysteresis Free Behaviour of Proportional Solenoid. In: *Proceedings of the 7th International Fluid Power Conference, Aachen*, 2010
- [44] GADYUCHKO, A. ; KALLENBACH, E. : Magnetische Messung - neue Wege der Funktionsprüfung bei der Herstellung von Magnetaktoren. In: *Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik, 8. ETG/GMM-Fachtagung, Würzburg*, 2010
- [45] GARCIA, J. A. ; RIVAS, M. : A Quasi-Static Magnetic Hysteresis Loop Measurement System With Drift Correction. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, (2006), S. 15 – 17
- [46] Schutzrecht DE 10 2005 011 227 A1 (11.3.2005). GLET, U. (Erfinder).
- [47] GLET, U. ; BAUMBACH, J. : Ein neuartiges Verfahren zur Messung magnetischer Bauteile und Magnetaktoren. In: *Tagungsband des 50. IWK der Technischen Universität Ilmenau*, 2005
- [48] Schutzrecht DE 000019944779 A1 (17.09.1999). GORBATENKO, N. ; BACHWALOW, J. ; LANKIN, M. ; KALLENBACH, E. ; BEYER, F. (Erfinder).
- [49] HERING, E. ; MARTIN, R. ; STOHRER, M. : *Physik für Ingenieure*. 6. Auflage. Springer-Verlag, Berlin, 1997
- [50] JELLINGHAUS, W. : *Magnetische Messungen an ferromagnetischen Stoffen*. de Gruyter, Berlin, 1952
- [51] JILES, D. C. ; ATHERTON, D. L. ; LASSEN, H. E. ; NOBLE, D. ; DEVETTE, J. ; ASTLE, T. : Microcomputer-based system for control of applied uniaxial stress and magnetic field. In: *Review of Scientific Instruments*, Vol. 55, (1984), Nov., Nr. 11, S. 1843 –1848

- [52] KALLENBACH, E. ; EICK, R. ; QUENDT, P. ; STRÖHLA, T. ; FEINDT, K. ; KALLENBACH, M. : *Elektromagnete Grundlagen, Berechnungen, Entwurf und Anwendung*. 3., bearb. und erg. Aufl. Vieweg + Teubner Verlag, Wiesbaden, 2008
- [53] KELLERER, T. : *Realisierung eines adaptiven Reglers für das Erzeugen von beliebigen Flussdichte- und Feldstärkeverläufen in Magnetkreissstrukturen*. Masterarbeit, Fachgebiet Entwurf Mechatronischer Antriebe, Technische Universität Ilmenau, 2010
- [54] KELLERER, T. ; KOSCHMIEDER, M. : *Prüfplatz für Elektromotoren- und Magnetlagerbaugruppen*. Projektseminararbeit, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Entwurf Mechatronischer Antriebe, 2010
- [55] KUYPERS, F. ; HUMEL, H. ; KEMPF, J. ; WILD, E. : *Physik für Ingenieure, Band 2: Elektrizität und Magnetismus, Wellen, Atom- und Kernphysik*. 1. VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim, 1997
- [56] LEM: *Firmenhomepage*, Stand 10.08.2010. – <http://www.lem.com/>
- [57] LÖFFLER, C. : *Verbesserung des Regelungsverhaltens von Gleichstromproportionalmagneten durch messtechnische Bestimmung des $\Psi(I)$ -Kennlinienfeldes*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Entwurf Mechatronischer Antriebe, Diplomarbeit, 2007
- [58] LINSS, G. : *Untersuchungen zur objektiven rechnergestützten industriellen Qualitätsregelung - dargestellt am Beispiel der Großserienfertigung von Präzisionsmessgetrieben*. Habilitation, Jena, Friedrich-Schiller-Universität, Mathematisch-Naturwissenschaftlich-Technische Fakultät, 1986
- [59] LINSS, G. : *Qualitätsmanagement für Ingenieure*. 2. Auflage. Fachbuchverlag Leipzig, 2005
- [60] LUTZ, H. ; WENDT, W. : *Taschenbuch der Regelungstechnik: mit MATLAB und Simulink*. 8., erg. Auflage. Verlag Harri Deutschland, Frankfurt am Main, 2010
- [61] MAGNET-PHYSIK DR. STEINGROEVER GMBH: *PERMAGRAPH® L zur rechnergesteuerten Messung der Hysteresekurven von hartmagnetischen Werkstoffen*. Köln, 2008

- [62] MAGNET-PHYSIK DR. STEINGROEVER GMBH: *Produktdatenblatt: REMAGRAPH® C - 500*. Köln, 2008
- [63] MAGNET-PHYSIK DR. STEINGROEVER GMBH: *Firmenhomepage*, Stand: 10.12.2010. – www.magnet-physik.de
- [64] MAKAVEEV, D. ; MAES, J. ; MELKEBEEK, J. : Waveform control algorithm for rotational single sheet testers using system identification technik. In: *Journal of Applied Physics*, Vol. 87, (2000), Mai, S. 5983–5985
- [65] MANCINI, R. (Hrsg.): *Op Amps For Eeryone - Design Reference*. Texas Instruments Incorporated, 2002
- [66] MARINESCU, M. : *Elektrische und magnetische Felder : eine praxisorientierte Einführung*. 2., vollst. neu bearb. Auflage. Springer, Berlin, 2009
- [67] MATSUBARA, K. ; TAKAHASHI, N. ; FUJIWARA, K. ; NAKATA, T. ; NAKANO, M. ; AOKI, H. : Acceleration Technique of Waveform control for single sheet Tester. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 31, (1995), Nov., S. 3400–3402
- [68] MAYERGOYZ, I. D.: *Mathematical models of hysteresis and their applications*. 2. Auflage. Elsevier , Amsterdam, 2003
- [69] MÖBES, S. : *Untersuchung zur Ansteuerung von Switched-Reluctance-Motoren*. Bachelorarbeit, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Fachgebiet Entwurf Mechatronischer Antriebe, Ilmenau, 2010
- [70] MICHALOWSKY, L. ; SCHNEIDER, J. : *Magnettechnik: Grundlagen, Werkstoffe, Anwendungen*. 3. Auflage. Vulkan-Verlag, Essen, 2006
- [71] MOSES, A. J. ; LEICHT, J. ; ANDERSON, P. : Characterising electrical steels under complex magnetising conditions. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 254-255, (2003), S. 54 – 56. – ISSN 0304–8853
- [72] MOSES, A. ; LEICHT, J. ; ANDERSON, P. : Characterising electrical steels under complex magnetising conditions. In: *Journal of magnetism and magnetic materials*, Vol. 255, (2003), S. 54–56

- [73] NAKATA, T. ; TAKAHASHI, N. ; KAWASE, Y. ; NAKANO, M. ; MIURA, M. ; SIEVERT, J. : Numerical analysis and experimental study of the error of magnetic field strength measurements with single sheet testers. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 22, (1986), S. 400 – 402
- [74] NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION: *LabVIEW - Die grafische Programmieroberfläche für Ingenieure und Wissenschaftler*, Stand 21.09.2010. – <http://www.ni.com/labview/d/>
- [75] NATIONAL SEMICONDUCTOR: *High Performance Audio Solutions*, Stand 21.09.2010. – www.national.com/analog/audio/high_performance
- [76] NEUSCHL, Z. : *Rechnergestützte experimentelle Verfahren zur Bestimmung der lastunabhängigen Eisenverluste in permanentmagnetisch erregten elektrischen Maschinen mit additionalen Axialfluss*. Dissertation TU Cottbus, 2007
- [77] PAUS, H. J.: *Physik in Experimenten und Beispielen*. 2., aktualisierte und überarb. Auflage. Hanser, München, 2002
- [78] PFUTZNER, H. ; KRISMANIC, G. : The needle method for induction tests: sources of error. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, (2004), Mai, Nr. 3, S. 1610 – 1616. – ISSN 0018-9464
- [79] RADLER, O. ; ROSENBAUM, S. ; STRÖHLA, T. ; KALLENBACH, E. ; GADYUCHKO, A. ; KUCERA, U. ; BAUMBACH, J. ; ZÖPPIG, V. ; RAUSCH, T. ; WITTIG, K.-H. : Influence of Magnetic Materials on the Function of Electromagnetic Actuators. In: *Proceedings of ACTUATOR 2008, 11th International Conference on New Actuators, Bremen*, 2008
- [80] RADLER, O. : *Implementierung einer Hysteresekompensation für elektromagnetische Stellantriebe mit Kraft und Wegkontrolle*, Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Fachgebiet Entwurf Mechatronischer Antriebe, Diplomarbeit, 2005
- [81] RADLER, O. ; KELLERER, T. ; STRÖHLA, T. ; GADYUCHKO, A. : Innovatives Qualitätsmanagement für elektro-magneto-mechanische Energiewandler. In: *Innovative Klein- und Mikroantriebstechnik: 8. ETG/GMM-Fachtagung, Würzburg*, 2010

- [82] RADLER, O. ; VOLKERT, R. ; STRÖHLA, T. ; ZÖPPIG, V. ; BERTRAM, T. : Echtzeit-Hysteresekompensation für elektromagnetische Stellantriebe mit Kraft- und Wegkontrolle. In: *4. Paderborner Workshop Entwurf Mechatronischer Systeme. HNI-Verlagsschriftenreihe Band 189, hg. J. Gausemeier, F. Rammig, W. Schäfer, A. Trächtler und J. Wallaschek, Paderborn, 2006, S. 235–249*
- [83] ROSENBAUM, S. : *Abfallverzug von Magnetresonanzaktoren. Modellbasierte und experimentelle Untersuchungen*. Saarbrücken : VDM Verlag Dr. Müller, 2010. – ISBN 978–3–639–22389–7. – zugl. Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Diplomarbeit, 2006. Diplomandenpreis der SEW-Eurodrive Stiftung
- [84] ROSENBAUM, S. : *Entwurf elektromagnetischer Aktoren unter Berücksichtigung von Hysterese (Arbeitstitel)*. Technische Universität Ilmenau, Fakultät für Maschinenbau, Dissertation in Vorbereitung, 2010
- [85] ROSENBAUM, S. ; HÜFNER, T. ; RADLER, O. ; STRÖHLA, T. : Identifikation und Optimierung von Jiles-Atherton-Modellparametern im Entwurf von Elektromagnetischen Antrieben. In: *Technische Wissenschaften. Nachrichten der Hochschulen, Nord-Kaukasische Region* (2009), Nr. Spezialausgabe, S. 118–122. – ISSN 0321–2653
- [86] ROSENBAUM, S. ; RADLER, O. ; HÜFNER, T. ; STRÖHLA, T. : Entwicklung energieeffizienter Ventilantriebe. In: *Internationales Mechatronik-Kolloquium "Mechatronik 2008". Novotscherkassk/Russland, 2008*
- [87] ROSENBAUM, S. ; RADLER, O. ; HÜFNER, T. ; STRÖHLA, T. : Issues in the Design of Electromagnetic Actuators Using Circuit Models and Hysteresis Simulation. In: *Proceedings of ASME International Design Engineering Technical Conferences (IDETC) and Computers and Information in Engineering Conference (CIE), Brooklyn, NY, USA, 2008*
- [88] ROSENBAUM, S. ; RADLER, O. ; HÜFNER, T. ; STRÖHLA, T. : Issues in the Design of Electromagnetic Actuators using Circuit Models and Hysteresis Simulation. In: *Proceedings of ASME 2008 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference (IDETC/CIE 2008), Brooklyn, NY, USA, 03.-06. August 2008; Vol. 3: 28th CIE 2008, Parts A and B, 2008. – ISBN 978–0–7918–4327–7, S. 89–97*

- [89] ROSENBAUM, S. ; RADLER, O. ; HÜFNER, T. ; STRÖHLA, T. ; HAASE, H. ; KÄRCHER, B. : Mechatronischer Entwurf energieeffizienter Ventiltriebe. In: *Mechatronik 2009 – Komplexität beherrschen. 12./13. Mai 2009, Wiesloch. Tagungsbericht.* Düsseldorf : VDI Wissensforum, 2009, S. 11–19
- [90] SALZ, W. : A Two-Dimensional Measuring Equipment for Electrical Steel. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 30, (1994), Mai, S. 1253–1257
- [91] SCHMITT, R. ; DAMM, B. E.: Prüfen und Messen im Takt - Wie sie mit Inline-Messtechnik ihre Wertschöpfung maximieren. In: *QZ Qualität und Zuverlässigkeit*, Ausgabe 9, (2008), S. 57–59
- [92] SCHMITT, R. ; JATZKOWSKI, P. : Prüfprozessmanagement - Chancen und Herausforderungen für den Mittelstand. In: *AVN - Allgemeine Vermessungs-Nachrichten*, Ausgabe 5, (2009), S. 195–199
- [93] SCHULTE, F.-J. : *Eine Messeinrichtung zur zweidimensionalen Erfassung der magnetischen Eigenschaften von Elektroblech.* Aachener Hochschulschriften Verlag der Augustinus-Buchhandlung, 1989
- [94] SELF, D. : *Audio Power Amplifier Design Handbook.* 4. Auflage. Butterworth-Heinemann, Oxford, 2006
- [95] SENSITEC GMBH: *Firmenhomepage*, Stand 10.08.2010. – www.sensitec.de
- [96] SLONE, G. R.: *High-Power Audio Amplifier Construction Manual.* 1. Auflage. McGraw-Hill, New York, 1999
- [97] SPILLER, S. : *Untersuchungen zur Realisierung eines durchgängig rechnergestützten Entwurfssystems für magnetische Aktoren unter Einbeziehung von thermischen Netzwerkmodellen*, Technische Universität Ilmenau,, Diss., 2001
- [98] STEINBEIS TRANSFERZENTRUM MECHATRONIK ILMENAU: *MagHyst - Das Messgerät*, Stand: 2.10.2010. – <http://www.stz-mtr.de/maghyst/messgeraet.html>
- [99] STELZER-RONCOLETTA, A. : Precision-Line - neue Wege in der Kraft-Weg-Messung von Magnetaktoren. In: *IMT 2010 - 2. Ilmenauer Ma-*

gnettag, 2010

- [100] STRÖHLA, T. : *Ein Beitrag zur Simulation und zum Entwurf von elektromagnetischen Systemen mit Hilfe der Netzwerkmethod*. 1. Wissenschaftsverlag Ilmenau, Ilmenau, 2002
- [101] STRÖHLA, T. : Verhaltensoptimierung von Magnetsystemen mit Empfindlichkeitsbetrachtungen. In: *1. Ilmenauer Magnettag*, 2008
- [102] STRÖHLA, T. ; ROSENBAUM, S. ; RADLER, O. ; BEIER, M. : Progress in the Design of Low Power and Fast Acting Solenoids. In: *Proceedings of ACTUATOR 2008, 11th International Conference on New Actuators, Bremen*, 2008, S. 660–663
- [103] SZYNOWSKI, J. ; KOLANO, R. ; KOLANO-BURIANA, A. ; VARGA, L. K.: Dynamic magnetic properties of the Fe-based alloys under non-sinusoidal excitation. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, Vol. 320, (2008), S. 841–843
- [104] TESSAROLO, A. ; LUISE, F. : A finite element approach to harmonic core loss prediction in VSI-fed induction motor drives. In: *Proceedings of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, 2008, S. 1309 –1314
- [105] TIEPIE ENGINEERING: *Datenblatt TiePie HS3 100*, Stand 26.11.2010. – www.tiepie.com
- [106] TIETZE, U. ; SCHENK, C. : *Halbleiter-Schaltungstechnik*. 12. Auflage / unter Mitarb. von E. Gamm. Springer, Berlin, 2002
- [107] VOLKERT, R. ; KIREEV, V. ; RADLER, O. ; STRÖHLA, T. ; ZÖPPIG, V. : Real-time Hysteresis Compensation for Electromagnetic Actuators Applied in High-Precision Multi-Coordinate Drives. In: *Proceedings of EUSPEN 6th international conference and 8th annual general meeting, Baden bei Wien* Bd. Proceedings Vol. 1, 2006, S. 184–187
- [108] VOLKERT, R. ; RADLER, O. ; STRÖHLA, T. ; ZÖPPIG, V. : Implementation of a Real-Time Hysteresis Compensation for Electromagnetic Actuators. In: *Proceedings of ASPE 21st Annual Meeting, Monterey, California*, 2006, S. 271–274

- [109] VOLKERT, R. ; RADLER, O. ; WEISSENBORN, E. ; STRÖHLA, T. ; ZÖPPIG, V. : Position Controller with Hysteresis Compensation for Magnetic Bearings. In: *Proceedings of 10th International Symposium on Magnetic Bearings, Martigny, Switzerland, 2006*, S. 39–40
- [110] VOLKERT, R. ; ZENTNER, J. ; KIREEV, V. ; RADLER, O. ; STRÖHLA, T. ; BERTRAM, T. : Modelling of a Planar Active Magnetic Guidance System Including Hysteresis Effects. In: *Proceedings of Mechatronics 2006 - 4th IFAC-Symposium on Mechatronic Systems, Heidelberg, 2006*
- [111] WERNER, M. ; STRÖHLA, T. : Aspekte beim Entwurf hochdynamischer Elektromagnete. In: *Internationales Mechatronik-Kolloquium "Mechatronik 2009". Süd-Russische Staatliche Technische Universität Novotsherkassk, 2009*
- [112] YANASE, S. ; KIMATA, H. ; OKAZAKI, Y. ; HASHI, S. : A simple predicting method for magnetic losses of electrical steel sheets under arbitrary induction waveform. In: *Magnetics, IEEE Transactions on* 41 (2005), Nr. 11, S. 4365 – 4367
- [113] ZHANG, Y. ; GUAN, R. ; PILLAY, P. ; CHENG, M.-C. : General core loss models on a magnetic lamination. In: *Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09.*, 2009, S. 1529 –1534
- [114] ZÖPPIG, V. ; BEIER, M. ; BAUERSCHMIDT, I. ; RADLER, O. ; VOLKERT, R. ; STRÖHLA, T. : Force Controlled Solenoid Actuator Based on Computational Hysteresis Compensation. In: *Proceedings of Actuator 2006, 10th International Conference on New Actuators, Bremen, 2006*, S. 132–135
- [115] ZUREK, S. ; MARKETOS, P. ; MEYDAN, T. ; MOSES, A. J.: Use of Novel Adaptive Digital Feedback for Magnetic Measurements under Controlled Magnetizing Conditions. In: *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, (2005), S. 4242 – 4249
- [116] ZUREK, S. ; MARKETOS, P. ; ANDERSON, P. ; J. MOSES, A. : Influence of digital resolution of measuring equipment on the accuracy of power loss measured in Epstein frame. In: *Przegląd Elektrotechniczny*, Ausgabe 83, (2007), S. 50–53

- [117] ZUREK, S. ; MARKETOS, P. ; MEYDAN, T. : Control of Arbitrary Waveforms in Magnetic Measurements by Means of Adaptive Iterative Digital Feedback Algorithm. In: *Przegląd Elektrotechniczny*, (2004), Febr., S. 122–125
- [118] ZVEI - ZENTRALVERBAND ELEKTROTECHNIK- UND ELEKTRONIKINDUSTRIE E.V. : *Branchenbeschreibung des Fachbereichs Elektrische Antriebe*, Stand: 28.11.2010. – <https://www.zvei.org/?id=1573>